

08 FEB 2005

PCT/JP03/10151

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

08.08.03

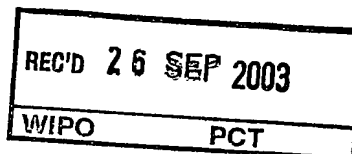
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日  
Date of Application: 2003年 6月30日

出願番号  
Application Number: 特願2003-188344  
[ST. 10/C]: [JP2003-188344]

出願人  
Applicant(s): ソニー株式会社

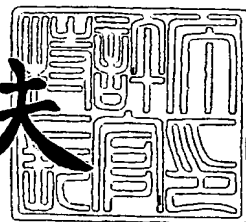


PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2003年 9月12日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 0300038402

【提出日】 平成15年 6月30日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区東五反田 2 丁目 2 0 番 4 号 ソニー・ヒューマンキャピタル株式会社内

【氏名】 安村 昌之

【特許出願人】

【識別番号】 000002185

【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代理人】

【識別番号】 100086841

【弁理士】

【氏名又は名称】 脇 篤夫

【代理人】

【識別番号】 100114122

【弁理士】

【氏名又は名称】 鈴木 伸夫

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2002-233630

【出願日】 平成14年 8月 9日

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2002-233631

【出願日】 平成14年 8月 9日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 014650

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9710074

【包括委任状番号】 0007553

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用交流電源を入力して整流平滑動作を行うことで、整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、

入力された直流入力電圧を断続するスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、

上記スイッチング素子をスイッチング駆動する駆動手段と、

磁脚に所定長以上のギャップを形成したコアに対して一次巻線及び二次巻線を巻装することで、上記一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合の状態となるようにされると共に、上記二次巻線の 1 ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以下となるように、上記二次巻線の巻線数を設定して構成され、上記一次巻線に得られる上記スイッチング手段の出力を二次巻線に対して伝送する絶縁コンバータトランスと、

少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、

上記スイッチング手段を形成するスイッチング素子のうち、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記スイッチング手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

を備えていることを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】 上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、上記二次側直流出力電圧に対す

る定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段を、

さらに備えることを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 3】 商用交流電源を入力して整流平滑動作を行うことで、整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、

入力された直流入力電圧を断続するスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、

上記スイッチング素子をスイッチング駆動する駆動手段と、

磁脚に所定長以上のギャップを形成したコアに対して一次巻線及び二次巻線を巻装することで、上記一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合の状態となるようにされると共に、上記二次巻線の 1 ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以上となるように、上記二次巻線の巻線数を設定して構成され、上記一次巻線に得られる上記スイッチング手段の出力を二次巻線に対して伝送する絶縁コンバータトランスと、

少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、

上記スイッチング手段を形成するスイッチング素子のうち、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記スイッチング手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に対して並列に接続される二次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記二次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、二次側において部分共振動作を行う二次側部分電圧共振回路と、

を備えていることを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 4】 上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、

を備えていることを特徴とする請求項 3 に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、各種電子機器に電源として備えられるスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

スイッチング電源回路として、例えばフライバックコンバータやフォワードコンバータなどの形式のスイッチングコンバータを採用したものが広く知られている。これらのスイッチングコンバータはスイッチング動作波形が矩形波状であることから、スイッチングノイズの抑制には限界がある。また、その動作特性上、電力変換効率の向上にも限界があることがわかっている。

そこで、先に本出願人により、各種共振形コンバータによるスイッチング電源回路が各種提案されている。共振形コンバータは容易に高電力変換効率を得られると共に、スイッチング動作波形が正弦波状となることで低ノイズが実現される。また、比較的少数の部品点数により構成することができるというメリットも有している。

【0003】

図 21 は、先に本出願人により提案された発明に基づいて構成することのできる電源回路の構成例を示す回路図である。この電源回路には自励式の電流共振形コンバータが採用されている。

【0004】

この図に示すスイッチング電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧  $V_{AC}$ ）から直流入力電圧（整流平滑電圧  $E_i$ ）を生成するための整流回路系とし

て、図示するように、2本の低速リカバリ型の整流ダイオードD1, D2と、2本の平滑コンデンサC i 1, C i 2を接続してなる倍電圧整流回路が設けられる。この倍電圧整流回路では、直列接続された平滑コンデンサC i 1-C i 2の両端に、交流入力電圧VACの2倍に対応する整流平滑電圧E i を生成する。

この電源回路のスイッチングコンバータは、図示するように、2つのスイッチング素子Q1, Q2をハーフブリッジ結合したうえで、平滑コンデンサC i 1の正極側の接続点とアース間に対して挿入するようにして接続されている。この場合、スイッチング素子Q1, Q2には、耐圧400Vのバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が採用される。

#### 【0005】

このスイッチング素子Q1, Q2の各コレクターベース間には、それぞれ起動抵抗RS1, RS2が挿入される。

また、スイッチング素子Q1, Q2のベース-エミッタ間にはクランプダイオードDD1, DD2がそれぞれ挿入されている。この場合、クランプダイオードDD1のカソードはスイッチング素子Q1のベースと接続され、アノードはスイッチング素子Q1のエミッタと接続される。また、同様にクランプダイオードDD2のカソードはスイッチング素子Q2のベースと接続され、アノードはスイッチング素子Q2のエミッタと接続される。

#### 【0006】

スイッチング素子Q1のベースとスイッチング素子Q2のコレクタ間に対しては、ベース電流制限抵抗RB1、共振用コンデンサCB1、駆動巻線NB1からなる直列接続回路が挿入される。共振用コンデンサCB1は自身のキャパシタンスと、駆動巻線NB1のインダクタンスLB1と共に直列共振回路を形成する。

同様に、スイッチング素子Q2のベースと一次側アース間に対しては、ベース電流制限抵抗RB2、共振用コンデンサCB2、駆動巻線NB2からなる直列接続回路が挿入されており、共振用コンデンサCB2と駆動巻線NB2のインダクタンスLB2と共に自励発振用の直列共振回路を形成する。

#### 【0007】

直交形制御トランスPRT（Power Regulating Transformer）は、スイッチン

グ素子Q1, Q2を駆動すると共に、後述するようにして定電圧制御を行う。

この直交形制御トランスPRTは、駆動巻線NB1, NB2及び共振電流を検出する共振電流検出巻線NAが巻回され、更にこれらの各巻線に対して制御巻線NCが直交する方向に巻回された直交型の可飽和リアクトルである。

この直交形制御トランスPRTの構造としては、図示は省略するが、4本の磁脚を有する2つのダブルコの字型コアの互いの磁脚の端部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻装方向に共振電流検出巻線NA、駆動巻線NBを巻装し、更に制御巻線NCを、上記共振電流検出巻線NA、及び駆動巻線NBに対して直交する方向に巻装して構成される。

#### 【0008】

この場合、駆動巻線NB1の一端は、共振用コンデンサCB1-抵抗RB1の直列接続を介してスイッチング素子Q1のベースに接続され、他端はスイッチング素子Q2のコレクタに接続される。駆動巻線NB2の一端はアースに接地されると共に、他端は共振用コンデンサCB2-抵抗RB2の直列接続を介してスイッチング素子Q2のベースと接続されている。駆動巻線NB1と駆動巻線NB2は互いに逆極性の電圧が発生するように巻装されている。

また、共振電流検出巻線NAの一端はスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタとの接続点（スイッチング出力点）に対して接続され、他端は後述する絶縁コンバータトランス（Power Isolation Transformer）PITの一次巻線N1の一端に対して接続される。なお、共振電流検出巻線NAの巻数（ターン数）は例えば1T（ターン）程度とされている。

#### 【0009】

絶縁コンバータトランスPITは、スイッチング素子Q1, Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する。

絶縁コンバータトランスPITの構造としては、図19に示すように、例えばフェライト材によるE字型コアCR1, CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたE-E字型コアが備えられ、このE-E字型コアの中央磁脚に対して、分割ボビンBを利用して一次巻線N1と二次巻線N2（N3）とが分割された状



態で巻装されている。この場合、分割ボビンBには、約60mm $\phi$ のリッツ線を、がら捲きにより巻回して一次巻線N1と二次巻線N2 (N3) とをそれぞれ巻装して構成するようにしている。

またこの場合、E-E字型コアの中央磁脚に対しては0.5mm~1.0mmのギャップGを形成するようにしている、これによって、一次巻線N1と二次巻線N2 (N3) の結合係数kとしては、例えば $k \approx 0.85$ の疎結合の状態を得るようにしている。

#### 【0010】

絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、共振電流検出巻線NAを介してスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。また、一次巻線N1の他端は、例えばフィルムコンデンサからなる一次側直列共振コンデンサC1を介して一次側アースに接地されている。

この場合、上記一次側直列共振コンデンサC1、及び一次巻線N1は直列に接続され、この一次側直列共振コンデンサC1のキャパシタンス及び一次巻線N1（直列共振巻線）を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンス）成分とにより、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための直列共振回路を形成するようにしている。

#### 【0011】

また、スイッチング素子Q2のコレクターエミッタ間に対しては、一次側部分電圧共振用の一次側部分電圧共振コンデンサCpが並列に接続されており、この一次側部分電圧共振コンデンサCpと一次巻線N1のリーケージインダクタンスとにより部分電圧共振回路を形成する。これにより、スイッチング素子Q1、Q2を零電圧スイッチング（ZVS: Zero Voltage Switching）動作、及び零電流スイッチング（ZCS: Zero Current Switching）動作させるようにしている。

#### 【0012】

この図に示す一次側スイッチングコンバータとしては、一次側直列共振回路（L1-C1）による電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振回路（Cp//L1）とによる部分電圧共振動作とが得られることになる。

つまり、この図に示す電源回路は、一次側スイッチングコンバータを共振形とするための共振回路に対して、他の共振回路とが組み合わされた形式を採用していることになる。本明細書では、このようなスイッチングコンバータについて、複合共振形コンバータということにする。

#### 【0013】

また、この図における絶縁コンバータトランス P I T の二次側には、二次巻線 N2、N3 がそれぞれ独立して巻装されている。そして、二次巻線 N2 に対してはブリッジ整流回路 DBR 及び平滑コンデンサ C01 を接続することで、二次側直流出力電圧 E01 を生成するようにしている。また、二次巻線 N3 に対してはセンタータップを設けた上で、二次巻線 N3 に、それぞれ整流ダイオード D01、D02、及び平滑コンデンサ C02 を図のように接続することで [整流ダイオード D01、D02、平滑コンデンサ C02] から成る両波整流回路を形成して二次側直流出力電圧 E02 を生成するようにしている。

この場合、二次側直流出力電圧 E01 は制御回路 1 に対しても分岐して入力される。

#### 【0014】

制御回路 1 は、例えば二次側の直流出力電圧 E01 のレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流として直交形制御トランス P R T の制御巻線 NC に供給することにより後述するようにして定電圧制御を行う。

#### 【0015】

上記構成による電源回路のスイッチング動作としては、先ず商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗 RS1、RS2 を介してスイッチング素子 Q1、Q2 のベースに起動電流が供給され、例えばスイッチング素子 Q1 が先にオンになったとすれば、スイッチング素子 Q2 はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子 Q1 の出力として、共振電流検出巻線 NA → 一次巻線 N1 → 一次側直列共振コンデンサ C1 に共振電流が流れ、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子 Q2 がオン、スイッチング素子 Q1 がオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子 Q2 を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、スイッチング素子 Q1、Q2 が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が開始され

る。

このように、平滑コンデンサ  $C_i$  の端子電圧を動作電源としてスイッチング素子  $Q_1$ ,  $Q_2$  が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランス  $PIT$  の一次巻線  $N_1$  に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、二次巻線  $N_2$ ,  $N_3$  に交番出力を得る。

#### 【0016】

また、直交形制御トランス  $PRT$  による定電圧制御は次のようにして行われる。

例えば、交流入力電圧や負荷電力の変動によって二次側直流出力電圧  $E_{01}$  が変動したとすると、制御回路 1 では二次側直流出力電圧  $E_{01}$  の変動に応じて制御巻線  $NC$  に流れる制御電流のレベルを可変制御する。

この制御電流により直交形制御トランス  $PRT$  に発生する磁束の影響で、直交形制御トランス  $PRT$  においては飽和傾向の状態が変化し、駆動巻線  $NB_1$ ,  $NB_2$  のインダクタンスを変化させるように作用する。これにより、自励発振回路の条件が変化してスイッチング周波数  $f_s$  が変化するように制御される。

この図に示す電源回路では、一次側直列共振コンデンサ  $C_1$ 、及び一次巻線  $N_1$  の直列共振回路の共振周波数よりも高い周波数領域でスイッチング周波数  $f_s$  を設定しており、例えばスイッチング周波数  $f_s$  が高くなると、直列共振回路の共振周波数に対してスイッチング周波数  $f_s$  が離れていくようにされる。これにより、スイッチング出力に対する一次側直列共振回路の共振インピーダンスは高くなる。

このようにして共振インピーダンスが高くなることで、一次側直列共振回路の一次巻線  $N_1$  に供給されるドライブ電流が抑制される結果、二次側直流出力電圧が抑制されることになって、定電圧制御が図られることになる。

#### 【0017】

また、図 22 は、先に本出願人により提案された発明に基づいて構成することのできる他の電源回路の構成例を示す回路図である。なお、上記図 21 に示した電源回路と同一部分には同一符号を付して説明は省略する。

この図 22 に示す電源回路も、2つのスイッチング素子  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$  をハーフブ

リッジ結合した電流共振形コンバータが備えられているが、その駆動方式は他励式とされている。この場合、スイッチング素子Q11、Q12にはMOS-FETもしくはIGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）が採用される。

#### 【0018】

またこの場合は、ブリッジ整流回路Di、及び平滑コンデンサCiからなる整流平滑回路により、商用交流電源ACの交流入力電圧VACを整流平滑化して、例えば交流入力電圧VACのピーク値の1倍に対応する直流入力電圧を生成するようにされる。

#### 【0019】

スイッチング素子Q11、Q12の各ゲートは、発振・ドライブ回路11に接続されている。また、スイッチング素子Q11のドレインは、平滑コンデンサCiの正極と接続され、ソースは一次巻線N1、一次側直列共振コンデンサC1を介して一次側アースに接続される。また、スイッチング素子Q12のドレインは、上記スイッチング素子Q11のソースと接続され、そのソースは一次側アースに接続されている。

また、ここでも、一次側部分電圧共振用の一次側部分電圧共振コンデンサCpがスイッチング素子Q12のドレイン-ソース間に対して並列に接続される。

更に、各スイッチング素子Q11、Q12のドレイン-ソース間に対しては、クランプダイオードDD1、DD2が並列に接続されている。

#### 【0020】

上記スイッチング素子Q11、Q12は、発振・ドライブ回路11によって、先に図21において説明したのと同様のスイッチング動作が得られるようにスイッチング駆動される。

つまり、この場合の制御回路1は、直流出力電圧E01の変動に応じて変動したレベルの電流又は電圧を、フォトカプラPCを介して一次側の発振・ドライブ回路11に対して供給する。発振・ドライブ回路11では、直流出力電圧E01の安定化が図られるように制御回路1からの出力レベルに応じて、その周期が可変されたスイッチング駆動信号（電圧）をスイッチング素子Q11、Q12のゲートに対して交互に出力する。これによって、スイッチング素子Q11、Q12のスイッチン

グ周波数  $f_s$  が可変されることになる。

### 【0021】

この場合、発振・ドライブ回路 11 は、絶縁コンバータトランス P I T の一次側に形成した三次巻線 N4 に対して、整流ダイオード D3 及びコンデンサ C3 から成る整流回路によって得られた低圧の直流電圧 E3 を入力して動作電源としている。また、起動時においては、起動抵抗 RS を介して整流平滑電圧 E i を入力することで起動するようになっている。

### 【0022】

図 23 は、図 21 に示した電源回路の要部の動作波形を示した図である。

なお、図 22 に示した電源回路の動作波形もほぼ同様とされる。

まず、商用交流電源が投入され、例えば起動抵抗 RS1 を介してスイッチング素子 Q1 のベースに起動電流が供給されて、スイッチング素子 Q1 がオンになると、スイッチング素子 Q2 はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子 Q1 の出力として、一次巻線 N1 → 一次側直列共振コンデンサ C1 に共振電流が流れ、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子 Q2 がオン、スイッチング素子 Q1 がオフとなるように制御される。以降はスイッチング素子 Q1、Q2 が交互にオンとなるように制御される。

これにより、スイッチング素子 Q2 がオンとなる期間 TON、及びオフとなる期間 TOFF におけるスイッチング素子 Q2 のコレクターエミッタ間電圧 VQ2 は、図 23 (a) に示すような波形となり、スイッチング素子 Q2 のコレクタには、図 23 (b) に示すような波形のスイッチング電流 IQ2 が流れることになる。

また、ここでは図示していないが、スイッチング素子 Q1 のコレクターエミッタ間電圧と、スイッチング素子 Q1 側に流れるスイッチング電流は、スイッチング素子 Q2 のコレクターエミッタ間電圧 VQ2 と、スイッチング電流 IQ2 に対して、 $180^\circ$  の位相差を有した波形となる。つまり、スイッチング素子 Q1、Q2 は、交互にオン／オフするタイミングでスイッチングを行うようにされる。

### 【0023】

上記スイッチング素子 Q1、Q2 のスイッチング動作により、一次側直列共振コンデンサ C1 に流れる一次側直列共振電流 I1 は、図 23 (c) に示されているよ

うにスイッチング周期に応じた正弦波となる。つまり、電流共振形に応じた共振波形となるものである。この一次巻線N1に流れる電流に応じて発生する交番電圧によって、二次巻線N2にも交番電圧が励起されることになる。

そして、上記のようにして二次巻線N2に発生する交番電圧に応じて、二次巻線N2に接続されるブリッジ整流回路DBRの正極側の入力端子と負極側の入力端子との間の端子間電圧V2としては、図23(e)に示す波形が得られることになる。つまり、ブリッジ整流回路DBRに整流電流が流れる期間において整流平滑電圧E0の絶対値レベルでクランプされた波形が得られる。E0の絶対値レベルでクランプされる期間が、整流電流が流れる期間に対応するものであり、このことから、端子間電圧V2によっては二次巻線N2に流れる電流が不連続モードであることも示されている。

#### 【0024】

また、スイッチング素子Q2に対して並列に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサCpには、図23(d)に示されているように、スイッチング素子Q1、Q2が、それぞれターンオンまたはターンオフ時の短期間のみ共振電流ICPが流れることになる。つまり、部分電圧共振動作を行うようにされる。

これにより、スイッチング素子Q1、Q2をZVS動作及びZCS動作としてスイッチング素子Q1、Q2におけるスイッチング損失の低減を図るようにしている。

#### 【0025】

図24は、図21に示した電源回路の特性例として、交流入力電圧VAC=100V時において、二次側直流出力電圧E01の負荷電力Poが0W~200Wまで変動した時のAC-DC電力変換効率( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )、スイッチング周波数fs、スイッチング素子Q2の期間TONの変化特性を示した図である。

#### 【0026】

この図に示すように、図21に示した電源回路では、負荷電力Poが重くなるにしたがって、スイッチング周波数fsが低くなるように制御されている。またこれと同時にスイッチング素子Q2がオンとなる期間TONが長くなるように制御されている。

また、この場合の AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) は、負荷電力  $P_o = 200\text{ W}$  時に約 91.8%、負荷電力  $P_o = 150\text{ W}$  時に約 92.4% となり、負荷電力  $P_o = 150\text{ W}$  時において最も高効率な状態が得られている。

#### 【0027】

なお、図 23 に示す動作波形及び図 24 に示す特性を得るにあたっては、図 21 に示す電源回路の部品素子の定数を次のように選定している。

まず、絶縁コンバートランス P I T については、一次巻線  $N_1 =$  二次巻線  $N_2 = 45\text{ T}$  を巻装している。また、一次側直列共振コンデンサ  $C_1 = 0.056\text{ }\mu\text{ F}$ 、一次側部分電圧共振コンデンサ  $C_p = 330\text{ p F}$  を選定している。

#### 【0028】

また、図 25 は、先に本出願人が提案した発明に基づいて構成することのできる、先行技術としてのスイッチング電源回路のさらに他の回路例を示した図である。なお、図 21、図 22 に示した電源回路と同一部分には同一符号を付して説明は省略する。

この図に示す電源回路は、他励式による電流共振形コンバータに対して部分電圧共振回路が組み合わされている。また、商用交流電源  $AC = 100\text{ V}$  系の条件に対応した構成が採られている。

#### 【0029】

この図に示す電源回路においても、図 22 に示した電源回路と同様、入力整流回路として全波整流平滑回路が備えられる。

また、この電源回路においては、スイッチング素子  $Q_{11}$ 、 $Q_{12}$  をスイッチング駆動するために、例えば汎用の IC による発振・ドライブ・保護回路 2 が設けられる。この発振・ドライブ・保護回路 2 は、発振回路、駆動回路、及び保護回路を有している。そして、発振回路及び駆動回路によって、所要の周波数によるドライブ信号（ゲート電圧）をスイッチング素子  $Q_{11}$ 、 $Q_{12}$  の各ゲートに対して印加する。これにより、スイッチング素子  $Q_{11}$ 、 $Q_{12}$  は、所要のスイッチング周波数により交互にオン／オフするようにしてスイッチング動作を行う。

また、発振・ドライブ・保護回路 2 の保護回路は、例えば当該電源回路における過電流、過電圧の状態を検出して、回路が保護されるようにしてスイッチング

素子 Q11, Q12 のスイッチング動作を制御する。

#### 【 0 0 3 0 】

絶縁コンバータトランス P I T の二次側には、二次巻線 N2 と、この二次巻線 N2 よりも少ない巻数による二次巻線 N2A が巻装されている。これらの二次側巻線には、一次巻線 N1 に伝達されたスイッチング出力に応じた交番電圧が励起される。

#### 【 0 0 3 1 】

二次巻線 N2 は、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、図示するようにして整流ダイオード D01, D02、及び平滑コンデンサ C01 から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサ C01 の両端電圧として二次側直流出力電圧 E01 が得られる。この二次側直流出力電圧 E01 は、図示しない負荷側に供給されるとともに、次に説明する制御回路 1 のための検出電圧としても分岐して入力される。

#### 【 0 0 3 2 】

また、二次巻線 N2A も、センタータップを二次側アースに接続した上で、整流ダイオード D03, D04、及び平滑コンデンサ C02 から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサ C02 の両端電圧として二次側直流出力電圧 E02 が得られる。また、二次側直流出力電圧 E02 は、制御回路 1 のための動作電源としても供給される。

#### 【 0 0 3 3 】

制御回路 1 は、二次側直流出力電圧 E01 のレベル変化に応じた検出出力を発振・ドライブ・保護回路 2 に供給する。発振・ドライブ・保護回路 2 では、入力された制御回路 1 の検出出力に応じてスイッチング周波数を可変するようにして、スイッチング素子 Q11, Q12 を駆動する。このようにしてスイッチング素子 Q11, Q12 のスイッチング周波数が可変されることで、二次側直流出力電圧のレベルが安定化されることになる。

#### 【 0 0 3 4 】

ここで、上記構成による電源回路において、発振・ドライブ・保護回路 2 の動作電源として供給される低圧の直流電圧 E3 は、約 1.7 V が得られるようにさ



れている。

また、二次側直流電圧  $E_{O1}$  としては、約  $135\text{ V}$  が得られるようにされている。そして、この条件の下で、二次巻線  $N2$  のターン数  $T$  について、 $3\text{ V}/T$  以下となるようにすれば、整流ダイオード  $D_{O1}$ 、 $D_{O2}$  に流れる二次巻線電流は連続モードとなる。また、 $5\text{ V}/T$  以上となるようにすれば不連続モードとなる。

#### 【0035】

図 26 は、図 25 に示した電源回路の動作をスイッチング周期により示す波形図である。ここでは、交流入力電圧  $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力  $P_o = 125\text{ W}$  時の条件での動作が示されている。

この場合、スイッチング素子  $Q_{12}$  がオンとなる期間  $T_{ON}$ 、及びオフとなる期間  $T_{OFF}$  におけるスイッチング素子  $Q_{12}$  のコレクターエミッタ間電圧  $V_{Q2}$  は、図 26 (a) に示すような波形となり、スイッチング素子  $Q_{12}$  のコレクタには、図 26 (b) に示すような波形のコレクタ電流  $I_{Q2}$  が流れることになる。

#### 【0036】

そして、一次巻線  $N1$  の励磁インダクタンス  $L_1$  により、クランプダイオード  $D_2$  を介して負極性の鋸歯状波電流がコレクタ電流  $I_{Q2}$  として流れている期間  $A$  は、負荷側に電力伝送を行わない非電力伝送期間となる。

これに対して、一次巻線  $N1$  のリーケージインダクタンス成分  $L_{1l}$  と直列共振コンデンサ  $C_1$  の静電容量とによる正極性の共振電流がコレクタ電流  $I_{Q2}$  として流れる期間  $B$  は、負荷側に電力伝送を行う電力伝送期間となる。

#### 【0037】

この場合、一次側直列共振コンデンサ  $C_1$  には、図 26 (d) に示すような一次巻線電流  $I_1$  が流れることで、絶縁コンバータトランス  $PIT$  の一次巻線  $N1$  の両端には、図 26 (c) に示すように、期間  $T_{ON}$  と期間  $T_{OFF}$  とで極性が反転する波形の電圧  $V_1$  が得られる。

また、二次巻線  $N2$  のセンタータップと二次側アースとの間には図 26 (f) に示すような二次側電流  $I_D$  が流れることで、二次巻線  $N2$  の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧  $V_2$  は、図 26 (e) に示すような波形の出力が得られることになる。

## 【0038】

図27には、図26に示したスイッチング周期による波形図との比較として、交流入力電圧  $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力  $P_o = 25\text{ W}$  時の条件における動作をスイッチング周期により示した波形図である。

この場合、スイッチング素子  $Q_{12}$  がオンとなる期間  $T_{ON}$ 、及びオフとなる期間  $T_{OFF}$  におけるスイッチング素子  $Q_{12}$  のコレクターエミッタ間電圧  $V_{Q2}$  は、図27(a)に示すような波形となり、スイッチング素子  $Q_{12}$  のコレクタには、図27(b)に示すような波形のコレクタ電流  $I_{Q2}$  が流れることになる。そして、この場合は、図26(b)に示した波形と比較すれば分かるように、非電力伝送期間  $A$  が拡大している。このことから負荷電力  $P_o = 25\text{ W}$  時（軽負荷時）には、負荷側への電力伝送が減少して電力変換効率が低下していることが分かる。

## 【0039】

この場合の一次側直列共振コンデンサ  $C_1$  には、図27(d)に示すような正弦波状の一次巻線電流  $I_1$  が流れることで、絶縁コンバータトランス  $PIT$  の一次巻線  $N_1$  の両端には、図27(c)に示すように波形の電圧  $V_1$  が得られる。

また、二次巻線  $N_2$  のセンタータップと二次側アースとの間には図27(f)に示すような二次側電流  $I_D$  が流れることで、二次巻線  $N_2$  の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧  $V_2$  は、図27(e)に示すような波形の出力が得られることになる。

## 【0040】

また、図28は、図25に示した電源回路についての、負荷電力変動に対する、 $AC-DC$  電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )、スイッチング周波数  $f_s$ 、及びスイッチング出力電流  $I_{Q1}$ 、 $I_{Q2}$  の変化特性を示している。ここでは、交流入力電圧  $V_{AC} = 100\text{ V}$  で、負荷電力  $P_o = 0\text{ W} \sim 125\text{ W}$  の条件での特性が示されている。

この場合、 $AC-DC$  電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) については重負荷となるのに従って高くなっていく傾向を有していることがわかる。つまり、この場合の  $AC-DC$  電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) は、例えば負荷電力  $P_o = 125\text{ W}$  時には約92%となっているが、負荷電力  $P_o = 50\text{ W}$  時には約89%、負荷電力  $P_o = 0\text{ W}$  時には約85%となっている。

$\rho = 25\text{ W}$ 時には約 82.5%まで低下している。そして、この場合は、無負荷時の交流入力電力は 4.2 W になっている。

また、スイッチング周波数  $f_s$  は、軽負荷となるのに従って比例的に上昇していく傾向を有している。

また、負荷電力  $P_o = 125\text{ W}$  におけるスイッチング出力電流  $I_{Q1}$ ,  $I_{Q2}$  のピーク値は 3.5 A<sub>p</sub>、負荷電力  $P_o = 25\text{ W}$  におけるスイッチング出力電流  $I_{Q1}$ ,  $I_{Q2}$  のピーク値は 3.0 A<sub>p</sub> となる。

#### 【0041】

図 25 に示した電源回路の構成によると、負荷電力  $P_o = 25\text{ W}$  においては、一次巻線 N1 のリーケージインダクタンス成分  $L_{11}$  ( $L_{11} = 42\text{ }\mu\text{H}$ ) と直列共振コンデンサ C1 の静電容量とにより、正極性の共振電流が流れ、負荷側に電力伝送を行う電力伝送期間 B が短くなる。そして、一次巻線 N1 の励磁インダクタンス  $L_1$  ( $L_1 = 165\text{ }\mu\text{H}$ ) による負極性の鋸歯状波電流が流れる非電力伝送期間 A が長くなる。この結果、図 25 に示した構成の電源回路では軽負荷時の AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) が低下することになる。

#### 【0042】

なお、上記図 26 ~ 図 28 の各図に示す測定結果を得るにあたっては、図 25 に示した電源回路について、下記のようにして部品素子を選定している。

まず、絶縁コンバータトランス P I T については、ギャップ長  $G = 1.0\text{ mm}$  にして結合係数  $k = 0.87$  を選定している。そして、一次巻線  $N1 = 24\text{ T}$ 、二次巻線  $N2 = 23\text{ T} + 23\text{ T}$ 、三次巻線  $N4 = 2\text{ T}$  を巻装している。

また、一次側直列共振コンデンサ  $C1 = 0.068\text{ }\mu\text{F}$ 、一次側部分電圧共振コンデンサ  $C_p = 470\text{ }\mu\text{F}$  を選定している。

#### 【0043】

なお、本発明に関連する他の従来技術としては、例えば以下の特許文献を挙げることができる。

#### 【0044】

【特許文献】 特開平 8-066025 号公報

#### 【0045】

**【発明が解決しようとする課題】**

ところで、図 22 及び図 25 に示したように、ハーフブリッジ方式による電流共振形コンバータとして、全波整流回路により直流入力電圧を得るように構成された電源回路では、電力変換効率を高めるのに限度がある。具体的には、92%程度の電力変換効率が確保できる負荷電力は最大で120W程度までである。例えばこれより重負荷とされる、負荷電力125W～150Wの範囲では、92%以下となる。

このため、例えば対応する最大負荷電力が150W以上の電源回路として、より良好な電力変換効率を得ようとする場合には、図 21 に示したように、倍電圧整流回路により直流入力電圧を得るように構成することになる。これにより、電力変換効率としては93%程度にまで向上させることができる。しかしながら、この場合には、倍電圧整流回路に平滑コンデンサを2個設ける必要があり、またスイッチング素子Q1、Q2や共振コンデンサの耐圧向上に伴って部品コストが高くなる。

**【0046】**

また、上記した各先行技術としての電源回路に共通の問題として、特に、負荷電力が軽負荷となるのに従って、電力変換効率が低下する。

例えば図 25 に示した電源回路を例に挙げると、AC-DC電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) は、負荷電力  $P_o = 50W$  時には約89%であり、負荷電力  $P_o = 25W$  時は約82.5%となる。そして、負荷電力  $P_o = 0W$  の無負荷時においても交流入力電力が約4.2Wとなる。

このようにして、先行技術として示した、電流共振形コンバータを備える複合共振形コンバータとしては、重負荷から軽負荷の範囲で、より高い電力変換効率が求められているものである。

**【0047】****【課題を解決するための手段】**

そこで、本発明は上記した課題を考慮して、スイッチング電源回路として次のように構成することとした。

つまり、商用交流電源を入力して整流平滑動作を行うことで、整流平滑電圧を

生成する整流平滑手段と、入力された直流入力電圧を断続するスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、スイッチング素子をスイッチング駆動する駆動手段とを備える。

そして、磁脚に所定長以上のギャップを形成したコアに対して一次巻線及び二次巻線を巻装することで、一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合の状態となるようにされると共に、二次巻線の 1 ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以下となるように、一次巻線と二次巻線の巻線数を設定して構成され、一次巻線に得られるスイッチング手段の出力を二次巻線に対して伝送する絶縁コンバータトランスとを備える。

さらに、少なくとも、絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、スイッチング手段を形成するスイッチング素子のうち、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、スイッチング手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路と、絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力する整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段とを備えることとした。

#### 【0048】

上記構成によると、本発明のスイッチング電源回路は、複合共振形コンバータとして、一次側は、電流共振形スイッチングコンバータと一次側部分電圧共振回路が組み合わされた基本構成を採る。そのうえで、絶縁コンバータトランスのコアに所定長以上のギャップを形成して、一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合となるように構成する。さらに、二次巻線の 1 ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以下となるように二次巻線の巻線数を選定している。これにより、絶縁コンバータトランスの二次側に流れる整流電流は、連続動作モードとすることが可能になる。

## 【0049】

また、本発明のスイッチング電源回路として次のように構成することとした。

つまり、商用交流電源を入力して整流平滑動作を行うことで、整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、入力された直流入力電圧を断続するスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、スイッチング素子をスイッチング駆動する駆動手段とを備える。

そして、磁脚に所定長以上のギャップを形成したコアに対して一次巻線及び二次巻線を巻装することで、一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合の状態となるようにされると共に、二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以上となるように、二次巻線の巻線数を設定して構成され、一次巻線に得られるスイッチング手段の出力を二次巻線に対して伝送する絶縁コンバータトランスとを備える。

さらに、少なくとも、絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、スイッチング手段を形成するスイッチング素子のうち、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、スイッチング手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路とを備える

さらに、絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力する整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、絶縁コンバータトランスの二次巻線に対して並列に接続される二次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、二次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、二次側において部分共振動作を行う二次側部分電圧共振回路とを備えることとした。

## 【0050】

上記構成によると、本発明のスイッチング電源回路は、複合共振形コンバータとして、一次側は、電流共振形スイッチングコンバータと一次側部分電圧共振回

路が組み合わされた基本構成を採る。そのうえで、二次側に対しても二次側部分電圧共振回路を設けたうえで、絶縁コンバータトランスのコアに所定長以上のギャップを形成して、一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合となるように構成する。さらに二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以上となるように二次巻線の巻線数を選定している。これにより、絶縁コンバータトランスの二次側に流れる整流電流としては、不連続動作モードとするようにされる。そしてさらに、絶縁コンバータトランスの二次側に二次側部分電圧共振回路を形成し、二次側において部分電圧共振動作が得られるようにしている。この部分電圧共振動作としては、上記のようにして不連続モードとなる整流電流が流れていない期間に部分電圧共振電流を流すように動作する。

#### 【0051】

##### 【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について説明していく。

図1は、本発明の第1実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。

この図1に示す電源回路は、一次側に4石構成の自励式による電流共振形コンバータと一次側部分電圧共振コンデンサによる一次側部分電圧共振回路を備えた複合共振形コンバータとしてのスイッチング電源回路である。

この電源回路においては、交流電源ACに対してコモンモードのノイズを除去するノイズフィルタとしてコモンモードチョークコイルCMCとアクロスコンデンサCLが設けられ、いわゆるラインフィルタを構成する。

そして商用交流電源から直流入力電圧を生成するための整流回路系としては、ブリッジ整流回路Di、及び平滑コンデンサCiからなる全波整流平滑回路が備えられ、交流入力電圧VACの等倍のレベルに対応する整流平滑電圧Eiを生成するようにされる。

#### 【0052】

この図に示す電流共振形コンバータは、図のように4つのスイッチング素子Q1、Q2、Q3、Q4がフルブリッジ結合方式によって接続されている。この場合、スイッチング素子Q1～Q4は、200V耐圧のバイポーラトランジスタ（BJT

；接合型トランジスタ）が採用されている。

また、スイッチング素子Q1、Q3のコレクタは、整流平滑電圧E<sub>i</sub>のライン（平滑コンデンサC<sub>i</sub>の正極端子）と接続される。

そして、スイッチング素子Q1のエミッタは、スイッチング素子Q2のコレクタと接続され、スイッチング素子Q2のエミッタは一次側アースに対して接続される。

また、スイッチング素子Q3のエミッタは、スイッチング素子Q4のコレクタと接続され、スイッチング素子Q4のエミッタは一次側アースに対して接続される。

#### 【0053】

スイッチング素子Q1のベースには、ベース電流制限抵抗RB1ー共振用コンデンサCB1ー駆動巻線NB1を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。ここで、共振用コンデンサCB1ー駆動巻線NB1の直列接続は、共振用コンデンサCB1のキャパシタンスと、駆動巻線NB1のインダクタンスによって直列共振回路を形成しており、この直列共振回路の共振周波数によってスイッチング周波数が決定される。また、ベース電流制限抵抗RB1は、自励発振駆動回路からスイッチング素子Q1のベースに流すべき駆動信号としてのベース電流レベルを調整する。

また、スイッチング素子Q1のベースーエミッタ間には、ダンパーダイオードDD1が図示する方向によって接続される。また、スイッチング素子Q1のコレクターベース間には、起動時の電流をベースに流すための起動抵抗RS1が接続される。

#### 【0054】

同様に、スイッチング素子Q2のベースには、ベース電流制限抵抗RB2ー共振用コンデンサCB2ー駆動巻線NB2を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB2ー駆動巻線NB2によって、直列共振回路が形成される。また、ベースーエミッタ間には、ダンパーダイオードDD2が接続され、コレクターベース間には起動抵抗RS2が接続される。

#### 【0055】

また同じくスイッチング素子Q3のベースには、ベース電流制限抵抗RB3ー共



振用コンデンサCB3-駆動巻線NB3を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB3-駆動巻線NB3によって、直列共振回路が形成される。また、ベース-エミッタ間には、ダンパダイオードDD3が接続され、コレクター-ベース間には起動抵抗RS3が接続される。

#### 【0056】

また同じくスイッチング素子Q4のベースには、ベース電流制限抵抗RB4-共振用コンデンサCB4-駆動巻線NB4を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB4-駆動巻線NB4によって、直列共振回路が形成される。また、ベース-エミッタ間には、ダンパダイオードDD4が接続され、コレクター-ベース間には起動抵抗RS4が接続される。

#### 【0057】

スイッチング素子Q2, Q4のコレクター-エミッタ間に対しては、それぞれ並列に一次側部分電圧共振コンデンサCp1, Cp2が接続されている。

この一次側部分電圧共振コンデンサCp1のキャパシタンスと、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のインダクタンス成分によって、それぞれ並列共振回路（一次側部分電圧共振回路）を形成する。

そして、一次側部分電圧共振コンデンサCp1は、スイッチング素子Q2, Q3がターンオフする短期間にのみ電圧共振する部分電圧共振動作が得られる。また、一次側部分電圧共振コンデンサCp2はスイッチング素子Q1, Q4がターンオフする短期間にのみ電圧共振する部分電圧共振動作が得られるようになっている。

#### 【0058】

直交形制御トランス（ドライブトランス）PRTは、スイッチング素子Q1~Q4をスイッチング駆動すると共に、定電圧制御のためにスイッチング周波数を可変制御するために設けられる。

このドライブトランスPRTは、駆動巻線NB1~NB4が巻回されていると共に、駆動巻線NB1を利用して共振電流検出巻線NAが巻回されている。さらにこれらの各巻線に対して制御巻線Ncが直交する方向に巻回された可飽和リアクトルとされている。なお、この場合は駆動巻線NB1と駆動巻線NB4、及び駆動巻線N

B2と駆動巻線NB3には、互いに同極性の電圧が励起され、且つ、駆動巻線NB1と駆動巻線NB2、及び駆動巻線NB3と駆動巻線NB4には互いに逆極性の電圧が励起される巻方向によって巻装されている。また共振電流検出巻線NAの巻数（ターン数）は例えば1T（ターン）程度とされている。

#### 【0059】

この場合、ドライブトランスPRTの共振電流検出巻線NAに得られたスイッチング出力がトランス結合を介して各駆動巻線NB1～NB4に誘起されることで、各駆動巻線NB1～NB4にはドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、自励発振駆動回路を形成する各直列共振回路から各ベース電流制限抵抗RB1～RB4を介して、ドライブ電流としてスイッチング素子Q1～Q4のベースに出力される。これにより、各スイッチング素子Q1～Q4は、直列共振回路の共振周波数により決定されるスイッチング周波数でスイッチング動作を行うことになる。

#### 【0060】

絶縁コンバータトランスPITは、スイッチング素子Q1～Q4のスイッチング出力を二次側に伝送する。

この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の一端は、直列共振コンデンサC1、共振電流検出巻線NAを介してスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接点に接続される。また一次巻線N1の他端は、スイッチング素子Q3のエミッタとスイッチング素子Q4のコレクタの接点に接続される。これにより、スイッチング素子Q1、Q4の組と、スイッチング素子Q2、Q3の組が交互にスイッチング動作することで一次巻線N1にスイッチング出力が得られるようにされる。

#### 【0061】

そして、上記直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと、一次巻線N1のインダクタンス成分を含む絶縁コンバータトランスPITの漏洩インダクタンス成分により一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成している。

このようにして、この図に示す一次側スイッチングコンバータとしては、電流

共振形としての動作と、前述した部分電圧共振動作とが複合的に得られていることになる。

#### 【0062】

この電源回路のスイッチング動作は例えば次のようになる。

まず、商用交流電源ACが投入されると、例えば起動抵抗RS1～RS4を介してスイッチング素子Q1～Q4のベースに起動のためのベース電流が供給されることになる。ここで、例えばドライブトランスPRTの駆動巻線NB1、NB4と、駆動巻線NB2、NB3は、互いに逆極性の電圧が励起されることになるので、スイッチング素子Q1、Q4が先にオンになったとすれば、スイッチング素子Q2、Q3はオフとなるように制御される。そして、これら駆動巻線NB1～NB4に励起された交番電圧を源として、スイッチング素子Q1～Q4の各自励発振駆動回路が、共振動作による自励発振動作を行う。これにより、スイッチング素子Q1、Q4の組と、スイッチング素子Q2、Q3の組が交互にオン／オフするように制御される。つまりスイッチング動作を行うことになる。

#### 【0063】

そして例えばスイッチング素子Q1、Q4がオンとなったときには、そのスイッチング出力として、共振電流検出巻線NAを介して一次巻線N1及び直列共振コンデンサC1に共振電流が流れる。そして、この共振電流が「0」となる近傍で、スイッチング素子Q1、Q4がオフになるとともに、スイッチング素子Q2、Q3がオンとなる。これにより、スイッチング素子Q2、Q3を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、ZVS及びZCSにより、スイッチング素子Q1、Q4の組と、スイッチング素子Q2、Q3の組が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が継続される。また、スイッチング素子Q1～Q4のオン／オフ動作に伴い、スイッチング素子Q1～Q4のターンオン、ターンオフ時の短期間においては、一次側部分電圧共振コンデンサCp1、Cp2に電流が流れる。つまり、部分電圧共振動作が得られる。

#### 【0064】

また、その詳細な構造については後述するが、絶縁コンバータトランスPITを形成するコアの中央磁脚に対して、1.5mm以上のギャップGを形成するよう

にしている。そして、このようなコアに対して一次巻線N1及び二次巻線N2, N3を巻装し、一次巻線N1と二次巻線N2, N3との結合係数 $k$ としては、例えば0.84以下の疎結合の状態が得られるようにしている。

#### 【0065】

上記二次巻線N2に対しては、図示するようにしてブリッジ整流回路DBR及び平滑コンデンサC01が接続されることで全波整流回路が形成される。この全波整流回路の全波整流動作によって、平滑コンデンサC01の両端に二次側直流出力電圧E01が得られるようになっている。二次側直流出力電圧E01は、図示しない負荷に対して供給される。さらに、この二次側直流出力電圧E01は、図示するように制御回路1に検出電圧としても分岐して入力される。

#### 【0066】

また二次側においては、さらに二次巻線N3が巻装される。この二次巻線N3はセンタータップ点が二次側アースに接続されると共に、一端はダイオードD01のアノードに接続され、他端はダイオードD02のアノードに接続される。

そしてダイオードD01、D02のカソードは平滑コンデンサC02の正極側に接続され、これによって両波整流平滑回路が形成されて、例えば低電圧の直流出力電圧E02を得るようにしている。

#### 【0067】

制御回路1は、二次側直流出力電圧E01のレベル変化に応じて、制御巻線NCに流す制御電流（直流電流）レベルを可変することで、ドライブトランスPRTに巻装された駆動巻線NB1～NB4のインダクタンスLB1～LB4を可変制御する。これにより、各駆動巻線NB1～NB4のインダクタンスLB1～LB4を含んで形成されるスイッチング素子Q1～Q4のための各自励発振駆動回路内の直列共振回路の共振条件が変化し、スイッチング素子Q1～Q4のスイッチング周波数が可変されて二次側直流出力電圧の安定化を図るようにしている。

#### 【0068】

絶縁コンバータトランスPITの構造としては、例えば図19又は図20に断面図として示した構造、即ち一對のE-E字型コア又は一對のU-U字型コアを有した構造とされる。

図19は一对のE字型コアを用いた構造例である。

絶縁コンバータトランスPITのコアとしては、図示するようにして、2つのE字型コアCR1、CR2の互いの磁脚の端部を対向させるようにして組み合わせることで、E-E字型コアを形成する。またこの場合、E字型コアCR1、CR2の各中央磁脚が対向する面には、1.5mm以上のギャップGを形成するようにしている。

なお、E字型コアCR1、CR2には、例えばフェライト材を用いるようにされる。

そして、本実施の形態では、上記のようにして形成されるE-E字型コア(CR1、CR2)に対して一次巻線N1及び二次巻線N2、N3を巻装するために、一次/二次分割ボビンBを用いるようにされる。

#### 【0069】

図20は一对のU字型コアを用いた構造例である。

この場合の絶縁コンバータトランスPITは、そのコアとして、図20に示すように、それぞれ2本の磁脚を有するU字型コアCR11、CR12が組み合わせられ、U-U字型コアを形成するようにされる。

さらに、上記のようにして形成されるU-U字型コアの一方の磁脚に対しては、図示するようにして一次巻線N1と二次巻線N2、N3とを互いに分割された巻装領域に巻装したボビンBが取り付けられる。

また、この場合も、上記のように形成されるU-U字型コアの中央磁脚に対して1.5mm以上のギャップGを形成するようにしている。

#### 【0070】

このように、図1に示した電源回路では、絶縁コンバータトランスPITを、図19、図20のいずれにより構成した場合でも、E-E字形コアCR1、CR2またはU-U字形コアCR11、CR12の中央磁脚に対して1.5mm以上のギャップGを形成して一次巻線N1と二次巻線N2とが疎結合状態となるようにしている。

#### 【0071】

さらに、図1に示した電源回路では、二次側直流出力電圧E01として、約13

5 Vが得られるようにされている。そして、この条件の下で、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧が $2\text{ V/T}$ 以下（例えば $1.8\text{ V/T}$ ）となるように、二次巻線N2の巻線数を選定することで、例えば最大負荷電力（例えば $200\text{ W}$ ）の5%程度の軽負荷時におけるAC-DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）の向上を図るようにしている。

#### 【0072】

図2に交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 200\text{ W}$ 時の各部の動作波形を示す。

また図3に交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 200\text{ W}$ の変動に対するAC-DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）及びスイッチング周波数 $f_s$ の変化特性を示す。

なお、図2、図3に示す測定結果を得るにあたっては、上記図1に示した電源回路では、下記のようにして部品素子を選定している。

先ず、絶縁コンバートトランスPITについては、ギャップ $G = 1.5\text{ mm}$ にして結合係数 $k = 0.81$ を選定している。そして、一次巻線 $N1 = 20\text{ T}$ 、二次巻線 $N2 = 75\text{ T}$ 、励磁インダクタンス $L1 = 95\text{ }\mu\text{H}$ 、リーケージインダクタンス $L11 = 32\text{ }\mu\text{H}$ 、励磁インダクタンス $L2 = 950\text{ }\mu\text{H}$ 、リーケージインダクタンス $L21 = 318\text{ }\mu\text{H}$ とされる。また、一次側直列共振コンデンサ $C1 = 0.092\text{ }\mu\text{F}$ を選定している。

#### 【0073】

図2に示すように、電源回路のスイッチング素子Q1～Q4の動作は、同図（a）に示すスイッチング素子Q1のコレクターエミッタ間電圧 $V_{Q1}$ と、同図（c）に示すスイッチング電流 $I_{Q1}$ 、 $I_{Q4}$ 、及び同図（d）に示すスイッチング電流 $I_{Q2}$ 、 $I_{Q3}$ により示される。この場合、スイッチング素子Q1、Q4は、期間 $T_{ON}$ においてオンとなり、期間 $T_{OFF}$ においてオフとなるようにスイッチング動作を行う。

#### 【0074】

ここで、スイッチング素子Q1、Q4がオンになると、スイッチング素子Q1→一次側直列共振コンデンサC1→一次巻線N1→スイッチング素子Q4の経路で共

振電流が流れる。そして、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子Q2, Q3がオン、スイッチング素子Q1, Q4がオフとなるように制御されることで、スイッチング素子Q3→一次巻線N1→一次側直列共振コンデンサC1→スイッチング素子Q2の経路で共振電流が流れる。以降はスイッチング素子Q1, Q4とスイッチング素子Q2, Q3が交互にオンとなるように制御される。

#### 【0075】

また、スイッチング素子Q2に並列に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサCp1には、スイッチング素子Q2がターンオンまたはターンオフする短期間において、図2(b)に示すような部分共振電流ICPが流れることになる。また、図示していないがスイッチング素子Q4に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサCp2にもスイッチング素子Q4がターンオンまたはターンオフする短期間において、部分共振電流が流れることになる。

#### 【0076】

これにより、スイッチング素子Q1, Q4のコレクターエミッタ間を流れる電流IQ1, IQ4は、図2(c)に示すような波形となる。また、スイッチング素子Q2, Q3に流れる電流IQ2, IQ3は、上記電流IQ1, IQ4とは180度位相のずれる波形となり、図2(d)に示すような波形となる。

#### 【0077】

この場合、一次側直列共振コンデンサC1に流れる一次側直列共振電流I1は、図2(e)に示されているような正弦波となり、スイッチング素子Q1に負方向の一次側直列共振電流I1が流れ、スイッチング素子Q2には正方向の一次側直列共振電流I1が流れることになる。換言すれば、スイッチング素子Q1, Q4の組と、スイッチング素子Q2, Q3の組が交互にオン/オフを行うことによって、上記一次側直列共振コンデンサC1と直列接続された一次巻線N1には、共振電流波形に近いドライブ電流が供給されることになる。この一次巻線N1に流れる電流に応じて発生する交番電圧によって、二次巻線N2にも交番電圧が励起されることになる。

#### 【0078】

そして、上記のようにして二次巻線N2に発生する交番電圧に応じて、二次巻

線N2に接続されるブリッジ整流回路DBRの正極側の入力端子と負極側の入力端子との間の端子間電圧 $V_2$ としては、図2（f）に示す波形が得られることになる。つまり、ブリッジ整流回路DBRに整流電流が流れる期間において整流平滑電圧 $E_0$ の絶対値レベルでクランプされた波形が得られる。

また、ブリッジ整流回路DBRからは、図2（g）に示すような波形の電流 $I_D$ が出力されることになる。そしてこの場合、図2（g）から分かるように、ブリッジ整流回路DBRに連続して電流 $I_D$ が流れる連続動作モードとなっている。

#### 【0079】

ここで、例えば図21、図22に示した先行技術としての電源回路においては、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のリーケージインダクタンス $L_{11}$ と一次側直列共振コンデンサC1との直列共振期間においてのみ、二次側のブリッジ整流回路DBRに二次側電流 $I_D$ が流れる、いわゆる不連続動作モードになっていた。

この場合は、先においても説明したように、軽負荷になるにしたがって非電力伝送期間が拡大することにより、負荷電力 $P_o$ が低減しても、一次側直列共振電流 $I_1$ は低下せず、スイッチング電流 $Q_1$ 、 $Q_2$ を流れる電流 $I_{Q1}$ 、 $I_{Q2}$ も低下しないものとされる。この結果、先行技術の電源回路では、図24に示したように、負荷電力 $P_o$ の低減に伴って、AC-DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）が低下していた。

#### 【0080】

これに対して、図1に示す電源回路では、負荷電力 $P_o$ の低減に伴って、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のリーケージインダクタンス $L_{11}$ と二次巻線N2のリーケージインダクタンス $L_{21}$ とが、先行技術の電源回路に比べて増加し、ブリッジ整流回路DBRを流れる二次側電流 $I_D$ は、図2（g）に示すように連続動作モードとなる。

この結果、負荷電力 $P_o$ の低減に伴って一次巻線N1に流れる一次側直列共振電流 $I_1$ を低下させることができるため、一次側における電力損失の低減を図り、AC-DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）の向上を図ることができる。AC-DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）の特性としては、図3に示すように、先行技術として



、例えば図 24 に示した特性よりも、対応する負荷変動範囲のほぼ全体において、より高い値が得られていることが分かる。特に、本実施の形態では、例えば負荷電力  $P_o = 50\text{ W}$  程度までは、軽負荷の条件となるのに従って電力変換効率が高くなっていく傾向となっており、負荷電力  $P_o = 50\text{ W}$  以下であり、例えば負荷電力  $P_o = 25\text{ W}$  においても、92%以上の電力変換効率が確保されている。つまり、本実施の形態としては、特に軽負荷の傾向となるのに従って電力変換効率が低下するという先行技術の問題が、良好に改善されている。

#### 【0081】

実験によれば、図 21 に示した先行技術の電源回路では、負荷電力  $P_o = 200\text{ W}$ （重負荷時）の AC-DC 電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）が約 91%であったのに対して、図 1 に示す電源回路では約 93.0%まで向上させることができる。

また、上記図 21 に示した電源回路の AC-DC 電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）と、図 1 に示した電源回路の AC-DC 電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）を比較した場合、負荷電力  $P_o = 150\text{ W}$  時は約 92.4%から約 93.6%、負荷電力  $P_o = 100\text{ W}$  時は約 92.0%から約 94.3%、負荷電力  $P_o = 50\text{ W}$  時は約 87.0%から約 95.0%、負荷電力  $P_o = 25\text{ W}$  時は約 82.0%から約 94.0%まで向上させることができる。

#### 【0082】

この結果、図 1 に示す電源回路は、図 21 に示した電源回路と比較して、負荷電力  $P_o = 200\text{ W}$  時に約 3.2 W、負荷電力  $P_o = 150\text{ W}$  時に約 2.1 W、負荷電力  $P_o = 100\text{ W}$  時に約 2.7 W、負荷電力  $P_o = 50\text{ W}$  時に約 4.9 W、負荷電力  $P_o = 25\text{ W}$  時に約 3.9 W にそれぞれ低減することが可能になるものである。

#### 【0083】

また、図 1 に示す電源回路は、入力整流平滑回路を形成している入力整流回路を全波整流回路により構成することができるため、入力整流平滑回路の平滑コンデンサは 1 つでよく、またスイッチング素子をフルブリッジ結合により構成するようにしたことで、スイッチング素子 Q1~Q4 の耐圧も 400 V から 200 V のものを選定可能になるため、回路のコストダウンを図ることができる。

さらにスイッチング素子のスイッチング特性の向上するため、スイッチング素子における発熱が低減し、スイッチング素子に対する放熱板を小さくできる、あるいは不要することができるという利点もある。

#### 【0084】

図4は、上記図1に示した電源回路に適用可能な他の二次側回路の構成を示した図である。

この図4に示す二次側回路においては、二次巻線 ( $N2+N3$ ) にセンタータップが設けられ、このセンタータップが二次側アースに接地される。そして二次巻線  $N2$  の一端及び他端は、それぞれ整流ダイオード  $D011$ ,  $D012$  のアノードに接続される。そして、これら整流ダイオード  $D011$ ,  $D012$  のカソードが、それぞれ平滑コンデンサ  $C01$  の正極端子に接続されており、これにより両波整流回路が形成され、平滑コンデンサ  $C01$  の両端に直流出力電圧  $E01$  が得られるようにしている。

#### 【0085】

また、同様に二次巻線  $N3$  の一端及び他端はそれぞれ整流ダイオード  $D013$ ,  $D014$  のアノードに接続され、これら整流ダイオード  $D013$ ,  $D014$  のカソードを、それぞれ平滑コンデンサ  $C02$  の正極端子に接続される。これにより、平滑コンデンサ  $C02$  の両端に直流出力電圧  $E02$  が得られるようにしている。

そして、この場合は、絶縁コンバータトランス  $PIT$  の二次巻線  $N2$  に対して、二次側部分電圧共振コンデンサ  $C2$  が並列に接続して構成するようにしている。この場合、二次巻線 ( $N2+N3$ ) =  $75T$  が選定される。また、二次側部分電圧共振コンデンサ  $C2 = 1000\text{ pF}$  程度の小容量コンデンサが選定される。

#### 【0086】

このように二次巻線  $N2$  に対して並列に二次側部分電圧共振コンデンサ  $C2$  を接続して構成した場合は、上記図1に示した電源回路では、負荷電力  $P_o < 3.5\text{ W}$  時における異常発振動作が解消され、負荷電力  $P_o = 0\text{ W}$  まで安定した定電圧制御動作が可能になる。

#### 【0087】

図5は、本発明の第2の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を

示している。なお、図1と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

この図に示す電源回路は、他励式による電流共振形コンバータに対して部分電圧共振回路が組み合わされている。また、商用交流電源  $AC = 100V$  系の条件に対応した構成が採られている。

#### 【0088】

この図に示す電源回路においては、先ず、商用交流電源  $AC$  に対して、ブリッジ整流回路  $D_i$  及び1本の平滑コンデンサ  $C_i$  から成る全波整流平滑回路が備えられる。そして、これらブリッジ整流回路  $D_i$  及び平滑コンデンサ  $C_i$  の全波整流動作によって、平滑コンデンサ  $C_i$  の両端には整流平滑電圧  $E_i$ （直流入力電圧）が得られることになる。この整流平滑電圧  $E_i$  は、交流入力電圧  $V_{AC}$  の等倍に対応したレベルとなる。

#### 【0089】

上記直流入力電圧を入力してスイッチングする電流共振形コンバータとしては、図示するようにして、 $MOS-FET$  若しくは  $IGBT$ （絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）による2本のスイッチング素子  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$  をハーフブリッジ結合により接続している。スイッチング素子  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$  の各ドレイン－ソース間に対しては、図示する方向により、それぞれダンパダイオード  $DD_1$ ,  $DD_2$  を並列に接続している。

#### 【0090】

また、スイッチング素子  $Q_{12}$  のドレイン－ソース間に対しては、一次側部分電圧共振コンデンサ  $C_p$  が並列に接続される。この一次側部分電圧共振コンデンサ  $C_p$  のキャパシタンスと一次巻線  $N_1$  のリーケージインダクタンス  $L_{11}$  によって並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$  のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

#### 【0091】

この図5に示す電源回路においては、スイッチング素子  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$  をスイッチング駆動するために、例えば汎用の  $IC$  による発振・ドライブ・保護回路2が設けられる。この発振・ドライブ・保護回路2は、発振回路、駆動回路、及び保護

回路を有している。そして、発振回路及び駆動回路によって、所要の周波数によるドライブ信号（ゲート電圧）をスイッチング素子Q11、Q12の各ゲートに対して印加する。これにより、スイッチング素子Q11、Q12は、所要のスイッチング周波数により交互にオン／オフするようにしてスイッチング動作を行う。

また、発振・ドライブ・保護回路2の保護回路は、例えば当該電源回路における過電流、過電圧の状態を検出して、回路が保護されるようにしてスイッチング素子Q11、Q12のスイッチング動作を制御する。

#### 【0092】

また、この発振・ドライブ・保護回路2は、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に対してタップ出力を設けて形成した三次巻線N4に対して、整流ダイオードD3及びコンデンサC3から成る整流回路によって得られた低圧の直流電圧E3を入力して動作電源としている。また、起動時においては、起動抵抗RSを介して整流平滑電圧E<sub>i</sub>を入力することで起動するようになっている。

#### 【0093】

絶縁コンバータトランスPITはスイッチング素子Q11、Q12のスイッチング出力を二次側に伝送する。この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の巻始め端部は、一次側直列共振コンデンサC1の直列接続を介して、スイッチング素子Q11のソースとスイッチング素子Q12のドレインとの接続点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が伝達されるようになっている。

また、一次巻線N1の巻終わり端部は一次側アースに接続される。

ここで、上記一次側直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと、一次巻線N1を含む絶縁コンバータトランスPITのリーケージインダクタンスL<sub>11</sub>によって、一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成する。

#### 【0094】

即ち、この図5に示す電源回路もまた、一次側にはスイッチング動作を電流共振形とするための直列共振回路に対して、他の共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を採るものとされる。

## 【0095】

この場合の絶縁コンバータトランスPITの構造も、図19、図20に断面図として示した構造、即ち一对のE-E字型コア又は一对のU-U字型コアを有した構造とされる。

## 【0096】

絶縁コンバータトランスPITの二次側には、二次巻線N2と、この二次巻線N2よりも少ない巻数による二次巻線N2Aが巻装されている。これらの二次側巻線には、一次巻線N1に伝達されたスイッチング出力に応じた交番電圧が励起される。

## 【0097】

二次巻線N2は、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、図示するようにして整流ダイオードD01、D02、及び平滑コンデンサC01から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC01の両端電圧として二次側直流出力電圧E01が得られる。この二次側直流出力電圧E01は、図示しない負荷側に供給されるとともに、次に説明する制御回路1のための検出電圧としても分岐して入力される。

## 【0098】

また二次巻線N2Aも、センタータップを二次側アースに接続した上で、整流ダイオードD03、D04、及び平滑コンデンサC02から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC02の両端電圧として二次側直流出力電圧E02が得られる。また、二次側直流出力電圧E02は、制御回路1のための動作電源としても供給される。

## 【0099】

制御回路1は、二次側直流出力電圧E01のレベル変化に応じた検出出力を発振・ドライブ・保護回路2に供給する。発振・ドライブ・保護回路2では、入力された制御回路1の検出出力に応じてスイッチング周波数を可変するようにして、スイッチング素子Q11、Q12を駆動する。このようにしてスイッチング素子Q11、Q12のスイッチング周波数が可変されることで、二次側直流出力電圧のレベルが安定化されることになる。

## 【0100】

ここで、上記構成による電源回路において、発振・ドライブ・保護回路2の動作電源として供給される低圧の直流電圧E3は、約1.7Vが得られるようにされている。

## 【0101】

そして、図5に示す電源回路においても、上記図1に示した電源回路と同様、絶縁コンバータトランスPITを、図19、図20のいずれかの構成のように、E-E字形コアCR1, CR2またはU-U字形コアCR11, CR12の中央磁脚に対して1.5mm以上のギャップGを形成して一次巻線N1と二次巻線N2を疎結合状態とする。

## 【0102】

さらにこの図5に示す電源回路においても、二次側直流出力電圧E01として、約135Vが得られるようにされている。そして、このような条件のもとで、一次巻線N1の巻数の増加を図ることで、軽負荷時におけるAC-DC電力変換効率( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )の向上を図るようにしている。

## 【0103】

図6、図7は、上記図5に示した電源回路の動作をスイッチング周期により示した波形図であり、図6には交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 、負荷電力 $P_o=125W$ 時の条件での動作波形が示されている。また図7には、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 、負荷電力 $P_o=25W$ 時の条件での動作波形が示されている。

さらに図8には、電源回路の特性として、負荷電力 $P_o=0W \sim 125W$ の変動に対するAC-DC電力変換効率( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )、スイッチング周波数 $f_s$ 、及びスイッチング出力電流 $I_{Q1}$ ,  $I_{Q2}$ の変化特性が示されている。

## 【0104】

なお、図6～図8に示す測定結果を得るにあたっては、上記図5に示した電源回路では、下記のようにして部品素子を選定している。

先ず、絶縁コンバータトランスPITについては、ギャップ $G=1.5mm$ にして結合係数 $k=0.81$ を選定している。そして、一次巻線 $N1=37T$ 、二次巻線 $N2=75T$ を巻装している。この場合の一次巻線 $N1$ の励磁インダクタンス

$L1=302\ \mu\text{H}$ 、一次巻線N1のリーケージインダクタンス $L1l=98\ \mu\text{H}$ 、二次巻線N2の励磁インダクタンス $L2=966\ \mu\text{H}$ 、二次巻線N2のリーケージインダクタンス $L2l=315\ \mu\text{H}$ とされる。

また、一次側直列共振コンデンサ $C1=0.068\ \mu\text{F}$ を選定している。

#### 【0105】

図6に示す場合、スイッチング素子Q12がオンとなる期間 $T_{ON}$ 、及びオフとなる期間 $T_{OFF}$ におけるスイッチング素子Q12のコレクターエミッタ間電圧 $V_{Q2}$ は、図6(a)に示すような波形となり、スイッチング素子Q12のコレクタには、図6(b)に示すような波形のコレクタ電流 $I_{Q2}$ が流れることになる。

そしてこの場合もスイッチング素子Q12を流れる電流 $I_{Q2}$ は、図6(b)に示すような部分共振電流が流れることになる。また、図示していないがスイッチング素子Q11にも、上記電流 $I_{Q2}$ とは $180$ 度位相のずれた波形の電流 $I_{Q1}$ が流れることになる。

#### 【0106】

この場合、一次側直列共振コンデンサ $C1$ には、図6(d)に示すような一次巻線電流 $I_1$ が流れることで、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の両端には、図6(c)に示すように、期間 $T_{ON}$ と期間 $T_{OFF}$ とで極性が反転する波形の電圧 $V_1$ が得られる。

また、二次巻線N2のセンタータップと二次側アースとの間には図6(f)に示すような二次側電流 $I_D$ が流れることで、二次巻線N2の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧 $V_2$ は、図6(e)に示すような波形の出力が得られることになる。

#### 【0107】

図7は、上記図6に示したスイッチング周期による波形図の比較として、交流入力電圧 $V_{AC}=100\text{V}$ 、負荷電力 $P_o=25\text{W}$ 時の条件における動作をスイッチング周期により示した波形図である。

この場合、スイッチング素子Q12がオンとなる期間 $T_{ON}$ 、及びオフとなる期間 $T_{OFF}$ におけるスイッチング素子Q12のコレクターエミッタ間電圧 $V_{Q2}$ は、図7(a)に示すような波形となり、スイッチング素子Q12のコレクタには、図7(

b) に示すような波形のコレクタ電流  $I_{Q2}$  が流れることになる。そして、この場合の一次側直列共振コンデンサ  $C1$  に流れる一次側直列共振電流  $I1$  は、図 7 (d) に示されているような波形になる。

#### 【0108】

この場合、絶縁コンバータトランス  $PIT$  の一次巻線  $N1$  の両端には、図 7 (c) に示すように波形の電圧  $V1$  が得られる。また、二次巻線  $N2$  のセンタータップと二次側アースとの間には図 7 (f) に示すような二次側電流  $ID$  が流れることで、二次巻線  $N2$  の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧  $V2$  は、図 7 (e) に示すような波形の出力が得られることになる。

#### 【0109】

また図 6、図 7 に示した動作波形と、図 26、図 27 に示した先行技術の電源回路の動作波形とを比較すれば分かるように、図 25 に示した先行技術としての電源回路では、二次側ブリッジ整流回路  $DBR$  を流れる二次側電流  $ID$  が、図 26 (f)、図 27 (f) に示すように不連続動作モードであった。

これに対して、図 5 に示した電源回路の二次側ブリッジ整流回路  $DBR$  を流れる二次側電流  $ID$  は、図 6 (f)、図 7 (f) に示すように連続動作モードになっている。またこの場合は、励磁インダクタンスが減少することにより、絶縁コンバータトランス  $PIT$  の一次巻線  $N1$  に流れる一次側直列共振電流  $I1$  の電流波形が正弦波状になり、この結果、一次側直列共振電流  $I1$  が直線的に低下するようになる。

#### 【0110】

即ち、先行技術の電源回路では、一次巻線  $N1$  の励磁インダクタンス  $L1 = 165 \mu H$ 、一次巻線  $N1$  のリーケージインダクタンス  $L11 = 41 \mu H$ 、二次巻線  $N2$  の励磁インダクタンス  $L2 = 171 \mu H$ 、一次巻線  $N2$  のリーケージインダクタンス  $L21 = 43 \mu H$  であり、一次巻線  $N1$  のリーケージインダクタンス  $L11$  と一次側直列共振コンデンサ  $C1$  との直列共振期間のみ二次側電流  $ID$  が流れる。このため、負荷電力  $P_o$  が低減しても一次側直列共振電流  $I1$  は低下せず、スイッチング出力電流  $I_{Q1}$ 、 $I_{Q2}$  が低下しないものとされる。

#### 【0111】



これに対して、図 5 に示す電源回路では、負荷電力  $P_o$  の低減に伴って絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 に流れる一次側直列共振電流  $I_1$  が低下し、スイッチング出力電流  $I_{Q1}$ ,  $I_{Q2}$  が低下するので、スイッチング素子 Q11, Q12 におけるスイッチング損失が低下し、電力変換効率を大幅に向上することができる。

#### 【0112】

このように図 5 に示す電源回路においては、絶縁コンバータトランス P I T のギャップ G を、これまでより拡大して結合係数  $k$  を約 0.84 以下にし、さらに一次巻線 N1 と二次巻線 N2 の巻線数を増やして二次巻線 N2 の 1 ターンあたりの誘起電圧  $V_2 = 2 \text{ V/T}$  以下（例えば  $1.8 \text{ V/T}$ ）に設定するようにしている。これにより、ブリッジ整流回路 DBR を流れる二次側電流  $I_D$  を連続動作モードで動作させ、一次側直列共振電流  $I_1$  の低下を図ることで、例えば負荷電力  $P_o$  が例えば最大負荷電力（200 W）の 5 % 程度の軽負荷時においても、AC-DC 電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）の向上を図ることが可能になる。

#### 【0113】

実験によれば、図 25 に示した先行技術の電源回路では、負荷電力  $P_o = 125 \text{ W}$  時の AC-DC 電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）は約 91.7 % であったが、図 5 に示す電源回路では約 93.1 % まで向上させることができる。

また、図 25 に示した電源回路の AC-DC 電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）と、図 5 に示した電源回路の AC-DC 電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）を比較した場合、負荷電力  $P_o = 100 \text{ W}$  時は約 91.3 % から約 93.7 %、負荷電力  $P_o = 75 \text{ W}$  時は、約 89.8 % から約 94.2 %、負荷電力  $P_o = 50 \text{ W}$  時は約 87.4 % から約 94.7 %、負荷電力  $P_o = 25 \text{ W}$  時は約 80.1 % から約 93.6 % まで向上させることができる。

#### 【0114】

この結果、図 5 に示す電源回路では、図 25 に示した電源回路と比較して、負荷電力  $P_o = 125 \text{ W}$  時に約 2.0 W、負荷電力  $P_o = 100 \text{ W}$  時に約 2.9 W、負荷電力  $P_o = 75 \text{ W}$  時に約 3.9 W、負荷電力  $P_o = 50 \text{ W}$  時に約 4.5 W、負荷電力  $P_o = 25 \text{ W}$  時に約 4.5 W の交流入力電力をそれぞれ低減すること

が可能になるものである。

#### 【0115】

また、図25に示した電源回路では、スイッチング出力電流  $I_{Q1}$ 、 $I_{Q2}$  の変化は図28に示したように、負荷電力  $P_o = 0\text{ W} \sim 125\text{ W}$  の範囲では、 $3.5\text{ A}_p \sim 2.8\text{ A}_p$  であったのに対して、図5に示した電源回路では、図8に示すように  $3.2\text{ A}_p \sim 0.8\text{ A}_p$  とすることができる。

#### 【0116】

また、図9は、上記図5に示した電源回路の特性として、負荷電力  $P_o = 125\text{ W}$  時の入力電圧変動  $V_{AC} = 85\text{ V} \sim 140\text{ V}$  の変動に対する AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )、スイッチング周波数  $f_s$ 、及びスイッチング出力電流  $I_{Q1}$ 、 $I_{Q2}$  の変化特性を示した図である。

この図9に示すように、図5に示した電源回路と、先行技術としての図25に示した電源回路を比較した場合は、スイッチング周波数  $f_s$  の制御範囲が、先行技術例では  $20.6\text{ kHz}$  であるのに対して、図5に示した電源回路では  $9.2\text{ kHz}$  とされる。従って、図5に示した電源回路のほうが、負荷電力  $P_o = 125\text{ W}$  時における入力電圧変動  $V_{AC} = 85\text{ V} \sim 140\text{ V}$  に対するスイッチング周波数  $f_s$  の制御範囲が約  $11.4\text{ kHz}$  だけ少なくなくて済むという利点がある。

#### 【0117】

また、入力電圧変動に対する AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) 及びスイッチング出力電流  $I_{Q1}$ 、 $I_{Q2}$  の変化特性について、図5に示した電源回路と先行技術としての電源回路を比較した場合も、図5に示した電源回路のほうが、変動幅が小さいことが見てとれる。このことから図5に示した電源回路のほうが先行技術の電源回路に比べて入力電圧の変動による影響を受けにくい回路構成とされるものである。

#### 【0118】

図10は、本発明の第3の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なお、この図において、図1及び図5と同一部分には、同一符号を付して説明を省略する。

#### 【0119】

先ず、この図10に示す電源回路においては、2石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合した電流共振形コンバータとして、自励式の構成を採っている。

また、この図10に示す電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧  $V_{AC}$ ）から直流入力電圧（整流平滑電圧  $E_i$ ）を生成するための整流回路系として、図示するように、2本の低速リカバリ型の整流ダイオード  $D1$ ,  $D2$  と、2本の平滑コンデンサ  $C_{i1}$ ,  $C_{i2}$  を接続してなる倍電圧整流回路が設けられる。この倍電圧整流回路では、直列接続された平滑コンデンサ  $C_{i1}$  -  $C_{i2}$  の両端に、交流入力電圧  $V_{AC}$  の2倍に対応する整流平滑電圧  $E_i$  を生成する。

#### 【0120】

また、この場合の2石のスイッチング素子  $Q1$ ,  $Q2$  については、BJT（バイポーラトランジスタ）が選定されている。

この場合のスイッチング素子  $Q1$  のコレクタは、平滑コンデンサ  $C_{i1}$  の正極端子と接続される。スイッチング素子  $Q1$  のエミッタは、スイッチング素子  $Q2$  のコレクタと接続され、スイッチング素子  $Q2$  のエミッタは一次側アースに対して接続される。つまり、スイッチング素子  $Q1$ ,  $Q2$  は、ハーフブリッジ結合方式によって接続されている。

#### 【0121】

また、スイッチング素子  $Q1$  のベースには、共振用コンデンサ  $CB1$  - ベース電流制限抵抗  $RB1$  - 駆動巻線  $NB1$  を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。この自励発振駆動回路においては、共振用コンデンサ  $CB1$  のキャパシタンスと、駆動巻線  $NB1$  のインダクタンスによって直列共振回路を形成しており、この直列共振回路の共振周波数によってスイッチング周波数が決定される。また、ベース電流制限抵抗  $RB1$  は、自励発振駆動回路からスイッチング素子  $Q1$  のベースに流すべき駆動信号としてのベース電流レベルを調整する。

#### 【0122】

また、スイッチング素子  $Q1$  のベース-エミッタ間には、ダンパーダイオード  $DD1$  が図示する方向によって接続されることで、オン期間における逆方向電流経路を形成する。また、平滑コンデンサ  $C_i$  の正極端子とスイッチング素子  $Q1$  のベース間には、起動時の電流をベースに流すための起動抵抗  $R_{s1}$  が接続される。

。

### 【0123】

同様に、スイッチング素子Q2のベースに対しては、共振用コンデンサCB2-ベース電流制限抵抗RB2-駆動巻線NB2を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB2及び駆動巻線NB2によって、直列共振回路が形成される。また、ベース-エミッタ間には、ダンパダイオードDD2が接続され、コレクターベース間には起動抵抗R<sub>s2</sub>が接続される。

### 【0124】

また、スイッチング素子Q2のコレクターエミッタ間に対しては、並列に一次側部分電圧共振コンデンサC<sub>p</sub>が接続されている。

この場合にも、一次側部分電圧共振コンデンサC<sub>p</sub>のキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL<sub>11</sub>によって、並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

### 【0125】

ドライブトランスPRTは、スイッチング素子Q1、Q2をスイッチング駆動すると共に、スイッチング周波数を可変制御して定電圧化を図るために設けられる。

このドライブトランスPRTは、駆動巻線NB1、NB2及び共振電流検出巻線NDを巻回するとともに、更にこれらの各巻線に対して制御巻線N<sub>c</sub>が直交する方向に巻回された可飽和リアクトルとされている。なお、駆動巻線NB1と、駆動巻線NB2は、互いに逆極性の電圧が励起される巻方向によって巻装されている。

### 【0126】

この場合にも、絶縁コンバータトランスPITは、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する。

この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の巻始め端部は、スイッチング素子Q1のコレクタと接続され、巻終わり端部は、直列共振コンデンサC1-共振電流検出巻線NDを介して、スイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接続点に（スイッチング出力点）に接続される。これによ

り、一次巻線N1には、スイッチング出力が得られるようにされる。

#### 【0127】

また、この場合にも、上記直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと、一次巻線N1を含む絶縁コンバータトランスPITのリーケージインダクタンスL1とにより、一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成している。

このようにして、この図に示す一次側スイッチングコンバータとしても、電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振動作とが複合的に得られる、複合共振形コンバータとしての構成を採っている。

#### 【0128】

この電源回路のスイッチング動作としては、例えば次のようになる。

先ず商用交流電源ACが投入されると、例えば起動抵抗 $R_{s1}$ 、 $R_{s2}$ を介してスイッチング素子Q1、Q2のベースに起動のためのベース電流が供給されることになる。ここで、例えばドライブトランスPRTの駆動巻線NB1、NB2には、互いに逆極性の電圧が励起されることになるので、スイッチング素子Q1が先にオンとなったとすれば、スイッチング素子Q2はオフとなるように制御される。そして、これら駆動巻線NB1、NB2に励起された交番電圧を源として、スイッチング素子Q1、Q2の各自励発振駆動回路が、共振動作による自励発振動作を行う。これにより、スイッチング素子Q1、Q2が交互にオン／オフするように制御される。つまりスイッチング動作を行うことになる。

#### 【0129】

そして例えばスイッチング素子Q1がオンとなったときには、そのスイッチング出力として、共振電流検出巻線NDを介して一次巻線N1及び直列共振コンデンサC1に共振電流が流れるが、この共振電流が「0」となる近傍で、スイッチング素子Q1がオフとなるとともに、スイッチング素子Q2がオンとなる。これにより、スイッチング素子Q2を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、ZVS及びZCSにより、スイッチング素子Q1、Q2が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が継続される。また、スイッチング素子Q1、Q2のオン／オフ動作に伴い、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時の短期間においては、一

次側部分電圧共振コンデンサ  $C_p$  に電流が流れる。つまり、部分共振電圧動作が得られる。

#### 【0130】

絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 には、二次側部分電圧共振コンデンサ C2 が並列に接続される。この二次側部分電圧共振コンデンサ C2 には、例えばフィルムコンデンサが採用される。そして、この二次側部分電圧共振コンデンサ C2 のキャパシタンスと、二次巻線 N2 のリーケージインダクタンスとにより、二次側部分電圧共振回路が形成される。

このため、絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 に交番電圧が励起されることにより、二次側にて部分共振（電圧共振）動作が得られることになる。

つまり、図 10 に示す電源回路は、一次側では電流共振動作及び部分電圧共振動作が得られると共に、二次側においても部分電圧共振動作が得られる複合共振形コンバータとして構成されていることになる。

#### 【0131】

上記二次巻線 N2 に対しては、上記図 1 と同様、ブリッジ整流回路 DBR 及び平滑コンデンサ C01 が接続されることで全波整流回路が形成される。この全波整流回路の全波整流動作によって、平滑コンデンサ C01 の両端に二次側直流出力電圧 E01 が得られるようになっている。

#### 【0132】

そして、このような構成を採る第 3 の実施の形態としての電源回路においても、絶縁コンバータトランス P I T の結合係数  $k$  を 0.81 程度の疎結合状態としたうえで、二次巻線 N2 の 1 ターンあたりの誘起電圧を 2 V 以下、例えば 1.8 V/T 以下となるように、二次側部分電圧共振コンデンサ C2 の容量値を 3300 pF とすれば、例えば最大負荷電力の約 5 % 程度の軽負荷時の AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) の向上に加えて、負荷電力  $P_o = 200$  W 時の AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) を 93 % 以上とすることが可能になる。

#### 【0133】

また、先行技術の電源回路では、負荷電力  $P_o = 0$  W 時における交流入力電力が約 4.2 W であったのに対して、図 10 に示す電源回路では 2.2 W で良いも

のとされる。従って、この場合は 0 W 時の交流入力電力を約 2.0 W 低減することができるという利点もある。

#### 【0134】

以上、これまで説明した第 1～第 3 の実施の形態として説明してきたスイッチング電源回路では、絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 の巻線数としては、二次巻線 N2 の 1 ターンあたりの誘起電圧が約  $1.8 \text{ V/T}$  となるように、二次巻線 N2 または一次巻線 N1 の巻線数を選定した場合を例に挙げて説明したが、二次巻線 N2 の 1 ターンあたりの誘起電圧としては、約  $2.0 \text{ V/T}$  程度以下となるように、一次巻線 N1 または二次巻線 N2 の巻線数を選定すれば、これまで説明した効果が得られるものとされる。

#### 【0135】

図 11 は、本発明の第 4 の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なお、図 11 に示す電源回路は、図 1 に示した電源回路とほぼ同じ回路構成であるため、同一部位に同一符号を付して説明を省略する。

#### 【0136】

この図 11 に示す電源回路もまた、図 1 に示す電源回路と同様、一次側にはスイッチング動作を電流共振形とするための直列共振回路に対して他の共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を採るものとされる。

そして、この場合も図 1 に示した電源回路と同様、絶縁コンバータトランス P I T を形成するコアの中央磁脚に対して、 $1.5 \text{ mm}$  以上のギャップ G を形成して疎結合の状態が得られるようにしているが、この場合には、例えば結合係数  $k = 0.84$  程度としている。なお、この場合も、絶縁コンバータトランス P I T は、先に説明した図 19 または図 20 のいずれかの構造のものを適用することが可能である。

#### 【0137】

そのうえで、この図 11 に示す電源回路は、絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 の 1 ターンあたりの誘起電圧が  $5 \text{ V}$  以上となるように二次巻線 N2 の巻線数を選定すると共に、二次巻線 N2 に対して二次側部分電圧共振コンデンサ C2 を並列に接続して、二次側部分電圧共振コンデンサ C2 のキャパシタンスと、

二次巻線N2のリーケージインダクタンスとにより、二次側部分電圧共振回路を設けるようにしている。

#### 【0138】

なお、図11に示す電源回路と、図1に示した電源回路の回路構成を比較してみると、図1に示した電源回路では、二次側部分電圧共振回路を形成するための二次側部分電圧共振コンデンサC2を備えることなく、二次側整流電流を連続モードとして、これにより電力変換効率の向上を図っている。つまり、同等の効果を得的のにあたって、図1に示す回路では、二次側部分電圧共振コンデンサC2を省略することができるものであり、この点で、図11に示す回路よりも、部品点数が削減され、より簡略な回路構成になっているということがいえる。

#### 【0139】

図12は、上記図11に示した電源回路において、交流入力電圧 $V_{AC}=100$  V、負荷電力 $P_o=200$  W時の各部の動作波形を示した図である。

また図13は、交流入力電圧 $V_{AC}=100$  V、負荷電力 $P_o=0$  W～ $200$  Wの変動に対するAC-DC電力変換効率( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )及びスイッチング周波数 $f_s$ の変化特性を示した図である。

なお、図12、図13に示す測定結果を得るにあたっては、上記図11に示した電源回路では、下記のようにして部品素子を選定している。

先ず、絶縁コンバータトランスPITについては、ギャップ $G=2.0$  mmにして結合係数 $k=0.81$ を選定している。そして、一次巻線 $N1$ =二次巻線 $N2=23$  T、励磁インダクタンス $L1, L2=145 \mu H$ 、リーケージインダクタンス $L1l, L2l=43 \mu H$ とされる。

また、一次側直列共振コンデンサ $C1=0.082 \mu F$ 、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2=3300$  pFを選定している。

#### 【0140】

図12に示すように、上記図11に示した電源回路のスイッチング素子Q1～Q4の動作は、図12(a)に示すスイッチング素子Q1のコレクターエミッタ間電圧 $V_{Q1}$ と、図12(c)に示すスイッチング電流 $I_{Q1}, I_{Q4}$ 、及び図12(d)に示すスイッチング電流 $I_{Q2}, I_{Q3}$ により示される。この場合、スイッチング



素子Q1, Q4は、期間TONにおいてオンとなり、期間TOFFにおいてオフとなるようにスイッチング動作を行う。

#### 【0141】

ここで、スイッチング素子Q1, Q4がオンになると、スイッチング素子Q1→一次側直列共振コンデンサC1→一次巻線N1→スイッチング素子Q4の経路で共振電流が流れる。そして、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子Q2, Q3がオン、スイッチング素子Q1, Q4がオフとなるように制御されることで、スイッチング素子Q3→一次巻線N1→一次側直列共振コンデンサC1→スイッチング素子Q2の経路で共振電流が流れる。以降はスイッチング素子Q1, Q4とスイッチング素子Q2, Q3が交互にオンとなるように制御される。

#### 【0142】

また、スイッチング素子Q2に並列に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサCp1には、スイッチング素子Q2がターンオンまたはターンオフする短期間において、図12(b)に示すような部分共振電流ICPが流れることになる。また、図示していないがスイッチング素子Q4に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサCp2にもスイッチング素子Q4がターンオンまたはターンオフする短期間において部分共振電流が流れることになる。

#### 【0143】

また、図11に示す電源回路では、スイッチング素子Q1, Q4のコレクターエミッタ間を流れる電流IQ1, IQ4は、図12(c)に示すように、スイッチング素子Q1, Q4がオンとなる期間TONのほぼ中央付近において電流レベルが減少したM字形の波形となっている。また、スイッチング素子Q2, Q3に流れる電流IQ2, IQ3も、上記電流IQ1, IQ4とは180度位相のずれた波形で、図12(d)に示すようなM字形の波形となっている。

従って、この図12(c)(d)に示す電流IQ1～IQ4の波形と、図23(b)に示した先行技術としての電源回路の電流IQ2の波形とを比較すれば、図11に示した電源回路のほうが各電流IQ1～IQ4の波形がM字形になっている分だけ、一次側電流のピーク値が減少していることが分かる。

#### 【0144】

このように図 11 に示した電源回路のスイッチング素子 Q1～Q4 のコレクターエミッタ間を流れる電流  $I_{Q1} \sim I_{Q4}$  が M 字形の波形になるのは、以下のような要因によるものとされる。

まず、構成としては、絶縁コンバータトランス P I T のギャップ G をこれまでより拡大して、結合係数  $k$  の低下を図るようにしている。また、二次巻線 N2 の 1 ターンあたりの誘起電圧  $V_2$  を例えば  $5.0 \text{ V/T}$  ( $5.9 \text{ V/T}$ ) 以上となるように、二次巻線 N2 の巻線数を選定している。さらに、二次巻線 N2 に対して並列に二次側部分電圧共振コンデンサ C2 を接続している。

この結果、二次側部分電圧共振コンデンサ C2 のキャパシタンスと、二次巻線 N2 のリーケージインダクタンス  $L_{2l}$  との部分電圧共振作用により、二次側電流  $I_D$  がオフとなる期間に、二次側部分電圧共振コンデンサ C2 に部分電圧共振電流  $I_{C2}$  が流れる期間が得られるが、この部分電圧共振電流  $I_{C2}$  が流れるのは、図 12 (f) (h) をみて分かるように、二次側のブリッジ整流回路 DBR を形成する整流ダイオードがオフとなって、整流電流  $I_D$  が流れていない期間となる。この場合、二次巻線 N2 に流れる電流は、整流電流  $I_D$  と部分電圧共振電流  $I_{C2}$  が合成されたものとなるが、この合成された電流波形は M 字状となる。これにより、二次巻線 N2 と磁気結合されている一次巻線 N1 に流れる直列共振電流も M 字形となるものである。

#### 【0145】

この場合、スイッチング素子 Q1, Q4 には正極性方向の一次側直列共振電流  $I_1$  が流れ、スイッチング素子 Q2, Q3 には負極性方向の一次側直列共振電流  $I_1$  が流れることになる。換言すれば、スイッチング素子 Q1, Q4 の組と、スイッチング素子 Q2, Q3 の組が交互にオン／オフを行うことによって、上記一次側直列共振コンデンサ C1 と直列接続された一次巻線 N1 には、共振電流波形に近いドライブ電流が供給されることになる、そして、この一次巻線 N1 に流れる電流に応じて発生する交番電圧によって、二次巻線 N2 にも交番電圧が励起されることになる。

#### 【0146】

そして、上記のようにして二次巻線 N2 に発生する交番電圧に応じて、二次巻

線N2に接続されるブリッジ整流回路DBRの正極側の入力端子と負極側の入力端子との間の端子間電圧V2としては、図12(g)に示す波形が得られることになる。つまり、ブリッジ整流回路DBRに整流電流が流れる期間において整流平滑電圧E0の絶対値レベルでクランプされた波形が得られる。

また、ブリッジ整流回路DBRからは、図12(h)に示すような波形の整流電流IDが出力されることになる。また、ブリッジ整流回路DBRに発生する電圧V2がゼロレベルとなるゼロクロス付近では、図12(f)に示すような共振電流IC2が二次側部分電圧共振コンデンサC2に流れていることから、二次側の整流電流IDは不連続モードではあるが、絶縁コンバータトランスPITの一次側からは、二次巻線には、連続モードに応じた電流が流れているものとしてみえることになる。

#### 【0147】

また、図11に示す電源回路は、図13に示されるように、負荷電力Poが重くなるに従い、スイッチング周波数fsが低くなるように制御されている。つまり、スイッチング周波数制御によって二次側直流出力電圧E01の定電圧制御を行っていることが分かる。

#### 【0148】

具体的には、図11に示す電源回路においては、絶縁コンバータトランスPITのギャップGをこれまでの1.0mmから2.0mmに拡大して、結合係数kを0.87から0.81まで低下させるようにしている。そして、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧 $V2 = 5.9 \text{ V/T}$ に設定すると共に、二次側部分電圧共振コンデンサC2の容量値として3300pFを選定したことによるものとされる。

#### 【0149】

このように図11に示す電源回路では、絶縁コンバータトランスPITの二次側に流れる電流は不連続動作モードになるが、この場合は二次側部分電圧共振コンデンサC2のキャパシタンスと、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL21との部分電圧共振作用により、一次側直列共振コンデンサC1に流れる一次側直列共振電流I1の波形もM字形の波形とすることができ、スイッチング素子Q1～

Q4を流れる電流  $I_{Q1} \sim I_{Q4}$  の電流波形をM字形の波形になる。

よって、負荷電力  $P_o = 200\text{W} \sim 0\text{W}$  の範囲において一次側を流れる電流  $I_1$ ,  $I_{Q1} \sim I_{Q4}$  のピークレベルを低下させることができ、負荷電力  $P_o = 200\text{W} \sim 0\text{W}$  における AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) の向上を図ることができるようになる。

#### 【0150】

実験によれば、図21に示した先行技術の電源回路では、負荷電力  $P_o = 200\text{W}$  (重負荷時) の AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) が約 91.8%であったのに対して、図11に示す電源回路では約 93.0%まで向上させることができる。

また、図21に示した電源回路の AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) と、図11に示した電源回路の AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) を比較した場合、負荷電力  $P_o = 150\text{W}$  時は約 92.4%から約 93.6%、負荷電力  $P_o = 100\text{W}$  時は約 92.0%から約 94.0%、負荷電力  $P_o = 50\text{W}$  時は約 87.0%から約 93.0%、負荷電力  $P_o = 25\text{W}$  時は約 82.0%から約 91.3%まで向上させることができる。さらに、負荷電力  $P_o = 0\text{W}$  の無負荷時の入力電力も約 3.5Wから約 1.7Wまで低減させることができる。

#### 【0151】

この結果、図11に示す電源回路は、図21に示した電源回路と比較して、負荷電力  $P_o = 200\text{W}$  時に約 4.8W、負荷電力  $P_o = 150\text{W}$  時に約 2.0W、負荷電力  $P_o = 100\text{W}$  時に約 2.3W、負荷電力  $P_o = 50\text{W}$  時に約 3.7W、負荷電力  $P_o = 25\text{W}$  時に約 3.1W、負荷電力  $P_o = 0\text{W}$  時に約 1.8W の交流入力電力をそれぞれ低減することが可能になるものである。

#### 【0152】

また、図11に示す電源回路も、図1に示した電源回路と同様、入力整流平滑回路を形成している入力整流回路を全波整流回路により構成することができるため、入力整流平滑回路の平滑コンデンサは1つでよく、またスイッチング素子をフルブリッジ結合により構成したことで、スイッチング素子  $Q1 \sim Q4$  の耐圧も 400Vから200Vのものを選定可能になるため、回路のコストダウンを図るこ

とができる。さらに、スイッチング素子Q1～Q4のスイッチング特性も向上するため、スイッチング素子Q1～Q4における発熱を低減することができるため、スイッチング素子Q1～Q4の放熱板が不要になるという利点もある。

#### 【0153】

また、上記図11に示した電源回路においても、図4に示したような構成の二次側回路を適用することも可能である。

但し、先に図1に示した電源回路では、低負荷時における異常発振動作を防止するために、二次巻線N2に対して並列に二次側部分電圧共振コンデンサC2を接続するようにしていた。

これに対して、図11に示す電源回路では、低負荷時における異常発振動作を防止するのではなく、上述したように、二次側部分電圧共振コンデンサC2に共振電流I<sub>C2</sub>を流すことで、二次側整流電流I<sub>D</sub>が不連続動作モードでありながら、一次側から見れば、二次側整流電流I<sub>D</sub>が連続的に流れているような連続動作モードを疑似的に得るために設けられているものである。

そしてこの場合には、二次巻線N2+N3=23Tが選定される。また、二次側部分電圧共振コンデンサC2は1000pFの小容量コンデンサが選定される。

#### 【0154】

図14は、本発明の第5の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なお、図14に示す電源回路の回路構成は、図5に示した電源回路とほぼ同じ回路構成であるため、同一部位に同一符号を付して説明を省略する。

#### 【0155】

この図14に示す電源回路もまた、図5に示す電源回路と同様、一次側にはスイッチング動作を電流共振形とするための直列共振回路に対して、他の共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を採るものとされる。そして、この場合も図5に示した電源回路と同様、絶縁コンバータトランスPITを形成するコアの中央磁脚に対して1.5mm以上のギャップGを形成して、一次巻線N1と二次巻線N2、N3との結合係数kとして、例えば0.84以下の疎結合の状態が得られるようにしている。

## 【0156】

そのうえで、絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2に二次側部分電圧共振コンデンサC2を並列に接続して、二次側部分電圧共振コンデンサC2のキャパシタンスと、二次巻線N2のリーケージインダクタンスとにより、二次側部分電圧共振回路を設けるようにしている。さらに、二次側直流出力電圧E01として約135Vを得るために、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧が5V以上となるように二次巻線N2の巻線数を選定することで、重負荷時(125W時)から軽負荷時にわたってAC-DC電力変換効率( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )の向上を図るように構成したものである。なお、この場合も、絶縁コンバータトランスPITは、先に説明した図19または図20のいずれかの構成のものを適用することが可能である。なお、図14に示す電源回路と、図5に示した電源回路を比較した場合も、二次側部分電圧共振コンデンサを省略可能であるという点で、図5に示した電源回路のほうが回路構成は簡略になるといえる。

## 【0157】

図15、図16は、上記図14に示した電源回路の動作をスイッチング周期により示した波形図である。図15には、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 、負荷電力 $P_o=125W$ 時の条件での動作が示されている。また、図16には、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 、負荷電力 $P_o=25W$ 時の条件での動作が示されている。

さらに図17には、電源回路の特性として、負荷電力 $P_o=0W \sim 125W$ の変動に対するAC-DC電力変換効率( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )、スイッチング周波数 $f_s$ 、及びスイッチング出力電流 $I_{Q1}$ 、 $I_{Q2}$ の変化特性が示されている。

## 【0158】

なお、図15～図17に示す測定結果を得るにあたっては、上記図14に示した電源回路では、下記のようにして部品素子を選定している。

先ず、絶縁コンバータトランスPITについては、ギャップ $G=1.5mm$ にして結合係数 $k=0.84$ を選定している。そして、一次巻線 $N1=28T$ 、二次巻線 $N2=23T+23T$ を巻装している。この場合の一次巻線 $N1$ の励磁インダクタンス $L1=186\mu H$ 、一次巻線 $N1$ のリーケージインダクタンス $L1l=56\mu H$ 、二次巻線 $N2$ の励磁インダクタンス $L2=145\mu H$ 、二次巻線 $N2$ のリー

ケーシングインダクタンス  $L_{21} = 43 \mu\text{H}$  とされる。

また、一次側直列共振コンデンサ  $C_1 = 0.047 \mu\text{F}$ 、二次側部分電圧共振コンデンサ  $C_2 = 1200 \text{ pF}$  を選定している。

#### 【0159】

図15に示す場合、スイッチング素子  $Q_{12}$  がオンとなる期間  $T_{\text{ON}}$ 、及びオフとなる期間  $T_{\text{OFF}}$  におけるスイッチング素子  $Q_{12}$  のコレクターエミッタ間電圧  $V_{Q2}$  は、図15 (a) に示すような波形となり、スイッチング素子  $Q_{12}$  のコレクタには、図15 (b) に示すような波形のコレクタ電流  $I_{Q2}$  が流れることになる。

そしてこの場合もスイッチング素子  $Q_{12}$  を流れる電流  $I_{Q2}$  は、図15 (b) に示すように、スイッチング素子  $Q_{12}$  がオンとなる期間  $T_{\text{ON}}$  のほぼ中央付近において電流レベルが減少したM字形の波形となっている。また、図示していないがスイッチング素子  $Q_{11}$  にも、上記電流  $I_{Q2}$  とは180度位相のずれたM字形の電流  $I_{Q1}$  が流れることになる。

#### 【0160】

このように、図14に示した電源回路は、図5に示した電源回路と同様、絶縁コンバータトランス  $PIT$  のギャップ  $G$  を、これまでより拡大して、その結合係数  $k$  の低下を図ることで一次巻線  $N_1$  のリーケージインダクタンス  $L_{11}$  の増加を図るようにしている。また二次巻線  $N_2$  の1ターンあたりの誘起電圧が5V以上となるように、一次巻線  $N_1$  の二次巻線  $N_2$  の巻線数を選定し、また二次巻線  $N_2$  に対して並列に二次側部分電圧共振コンデンサ  $C_2$  を接続するようにしている。

この場合、二次側部分電圧共振コンデンサ  $C_2$  のキャパシタンスと、一次巻線  $N_1$  のリーケージインダクタンス  $L_{11}$  との並列共振作用により、一次側直列共振コンデンサ  $C_1$  に流れる一次側直列共振電流  $I_1$  が、図15 (d) に示されているようなM字形の波形となる。

これにより、図25に示した先行技術の電源回路を比較すると、図14に示した電源回路のほうが、スイッチング電流  $I_{Q2}$ 、及び一次側直列共振電流  $I_1$  のピーク値が低くなり、負荷電力  $P_o = 0\text{W} \sim 125\text{W}$  にわたって電力変換効率の向上が図られることになる。

#### 【0161】

具体的には、一次巻線N1のリーケージインダクタンス $L_{11}$ を増加を図り、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧 $V_2 = 5.87 \text{ V/T}$ に設定するために、絶縁コンバータトランスPITのギャップGをこれまでの1.0mmから1.5mmに拡大して結合係数 $k$ を0.87から0.84まで低下させるようにしている。

さらに絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の巻線数を24Tから28Tまで増やすようにしている。これにより、一次巻線N1のリーケージインダクタンス $L_{11}$ を $42 \mu\text{H}$ から $56 \mu\text{H}$ まで増加するようにしている。

またこの場合の二次側部分電圧共振コンデンサC2の容量値としては、1200 pFが選定されることになる。

#### 【0162】

また、この場合、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の両端には、図15(c)に示すように、期間 $T_{ON}$ と期間 $T_{OFF}$ とで極性が反転する波形の電圧 $V_1$ が得られる。また、二次巻線N2のセンタータップと二次側アースとの間には図15(f)に示すような二次側電流 $I_D$ が流れることで、二次巻線N2の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧 $V_2$ は、図15(e)に示すような波形の出力が得られることになる。

#### 【0163】

図16は、上記図15に示したスイッチング周期による波形図との比較として、交流入力電圧 $V_{AC} = 100 \text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 25 \text{ W}$ 時の条件における動作をスイッチング周期により示した波形図である。

この場合、スイッチング素子Q12がオンとなる期間 $T_{ON}$ 、及びオフとなる期間 $T_{OFF}$ におけるスイッチング素子Q12のコレクターエミッタ間電圧 $V_{Q2}$ は、図16(a)に示すような波形となり、スイッチング素子Q12のコレクタには、図16(b)に示すような波形のコレクタ電流 $I_{Q2}$ が流れることになる。そして、この場合も、二次側部分電圧共振コンデンサC2と、一次巻線N1のリーケージインダクタンス $L_{11}$ との並列共振作用により、一次側直列共振コンデンサC1に流れる一次側直列共振電流 $I_1$ は、図16(d)に示されているような波形になる。

#### 【0164】

この場合、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の両端には、図16



(c) に示すように波形の電圧  $V_1$  が得られる。また、二次巻線  $N_2$  のセンタータップと二次側アースとの間には図 16 (f) に示すような二次側電流  $I_D$  が流れることで、二次巻線  $N_2$  の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧  $V_2$  は、図 16 (e) に示すような波形の出力が得られることになる。

#### 【0165】

このように、図 14 に示した電源回路では、二次側部分電圧共振コンデンサ  $C_2$  のキャパシタンスと、一次巻線  $N_1$  のリーケージインダクタンス  $L_{11}$  との並列共振作用により、一次側直列共振コンデンサ  $C_1$  に流れる一次側直列共振電流  $I_1$  の波形は M 字形の波形となる。これに伴って、スイッチング素子  $Q_1$ ,  $Q_2$  を流れる電流  $I_{Q1}$ ,  $I_{Q2}$  を M 字形の波形とすることができる。

#### 【0166】

これにより、図 17 に示した図 14 の電源回路の特性図と、図 28 に示した図 25 の電源回路の特性図とから分かるように、図 14 に示した電源回路のほうが、負荷電力  $P_o = 0\text{ W} \sim 125\text{ W}$  にわたって電力変換効率が向上していることが見て取れる。特に、軽負荷時において電力変換効率が向上していることが分かる。

#### 【0167】

実験によれば、図 25 に示した先行技術の電源回路では、負荷電力  $P_o = 125\text{ W}$  時の AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) が約 92.0% であったが、図 14 に示す電源回路では約 93.1% まで向上させることができる。

また、上記図 25 に示した電源回路の AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) と、図 11 に示した電源回路の AC-DC 電力変換効率 ( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ) を比較した場合、負荷電力  $P_o = 100\text{ W}$  時は約 92.0% から約 93.7%、負荷電力  $P_o = 75\text{ W}$  時は、約 91.5% から約 93.4%、負荷電力  $P_o = 50\text{ W}$  時は約 89.0% から約 92.1%、負荷電力  $P_o = 25\text{ W}$  時は約 82.5% から約 85.8% まで向上させることができる。さらに、負荷電力  $P_o = 0\text{ W}$  の無負荷時の入力電力も約 4.2 W から約 1.7 W まで低減させることができる。

#### 【0168】

この結果、図 14 に示す電源回路では、図 25 に示した電源回路と比較して、

負荷電力  $P_o = 125\text{ W}$  時に約  $1.6\text{ W}$ 、負荷電力  $P_o = 100\text{ W}$  時に約  $2.0\text{ W}$ 、負荷電力  $P_o = 75\text{ W}$  時に約  $1.7\text{ W}$ 、負荷電力  $P_o = 50\text{ W}$  時に約  $1.9\text{ W}$ 、負荷電力  $P_o = 25\text{ W}$  時に約  $1.2\text{ W}$ 、負荷電力  $P_o = 0\text{ W}$  時に約  $2.5\text{ W}$  の交流入力電力をそれぞれ低減することが可能になるものである。

#### 【0169】

また、図 17 に示されるように、図 14 に示す電源回路は、負荷電力  $P_o$  が重くなるに従って、スイッチング周波数  $f_s$  が低くなるように制御されている。つまり、スイッチング周波数  $f_s$  が軽負荷になるにしたがって、スイッチング周波数  $f_s$  が比例的に上昇していく傾向を有している。

そして、例えば図 14 に示した電源回路の負荷電力  $P_o = 125\text{ W} \sim 25\text{ W}$  の変動に対するスイッチング周波  $f_s$  の制御範囲は、約  $61.7\text{ kHz} \sim 64.9\text{ kHz}$  とされる。

#### 【0170】

これに対して、図 25 に示した電源回路の負荷電力  $P_o = 125\text{ W} \sim 25\text{ W}$  の変動に対するスイッチング周波  $f_s$  の制御範囲は、約  $62.5\text{ kHz} \sim 65.8\text{ kHz}$  とされる。従って、図 14 に示した電源回路と、図 25 に示した電源回路では、負荷電力  $P_o = 125\text{ W} \sim 25\text{ W}$  の変動に対するスイッチング周波  $f_s$  の制御範囲がほぼ同等になる。

#### 【0171】

また、負荷電力  $P_o = 125\text{ W}$  時における交流入力電圧  $V_{AC}$  の入力電圧変動 ( $85\text{ V} \sim 140\text{ V}$ ) に対するスイッチング周波数  $f_s$  の制御範囲は、図 25 に示した電源回路は、約  $52.1\text{ kHz} \sim 76.9\text{ kHz}$  であるのに対して、図 14 に示した電源回路は、約  $58.8\text{ kHz} \sim 74.6\text{ kHz}$  とされる。従って、図 14 に示した電源回路のほうが、負荷電力  $P_o = 125\text{ W}$  時における入力電圧変動に対するスイッチング周波数  $f_s$  の制御範囲が約  $9\text{ kHz}$  少なくて済むという利点がある。

#### 【0172】

本発明の第 6 の実施の形態としてのスイッチング電源回路について説明する。  
なお、第 6 の実施の形態の電源回路の回路構成は、先に図 10 に示した電源回路

と同じ回路構成であるため図示は省略する。

但し、先に図10に示した電源回路では、低負荷時における異常発振動作を防止して安定動作を得るために、二次巻線N2に対して並列に二次側部分電圧共振コンデンサC2を接続していたが、第6の実施の形態としての電源回路では、絶縁コンバータトランスPITの二次側を流れる二次側電流が連続的に流れるような連続動作モードを疑似的に得るために設けられているものである。つまり、第6の実施の形態としても、先の第4及び第5の実施の形態と同様の動作、作用を得るための二次側部分電圧共振コンデンサC2を備える構成を採るものである。

#### 【0173】

図18は、第6の実施の形態としての電源回路の動作をスイッチング周期により示す波形図である。ここでは、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 、負荷電力 $P_o=200W$ 時の条件での動作波形が示されている。

#### 【0174】

まず、スイッチング素子Q2に流れるスイッチング出力電流（ドレイン電流） $I_{Q2}$ は、図18（b）に示すようにして、スイッチング素子Q2がオンとなる期間 $T_{ON}$ において流れ、オフとなる期間 $T_{OFF}$ において0レベルとなっている。

また、一次側部分電圧共振コンデンサ $C_p$ が並列接続されたスイッチング素子Q2の両端電圧 $V_{Q2}$ は、図18（a）に示すようにして、スイッチング素子Q2がオフとなる期間 $T_{OFF}$ においては、直流入力電圧 $E_i$ のレベルでクランプされ、オフとなる期間 $T_{ON}$ においては0レベルとなる波形が得られる。

#### 【0175】

また、上記したスイッチング動作が得られることで、一次巻線N1には、図18（d）に示す波形による一次巻線電流 $I_1$ が流れる。この一次巻線電流 $I_1$ は、図示するようにして、期間 $T_{ON}$ では正極性で、期間 $T_{OFF}$ では負極性となるようにして、スイッチング周期に応じて極性が反転する波形となっている。

またこのときの一次巻線N1の両端電圧 $V_1$ は、図18（c）に示すような波形となる

#### 【0176】

また、この電源回路の二次側においては、二次巻線N2のセンタータップと二

次側アースとの間には、図18 (g) に示すような二次側電流  $I_D$  が流れ、二次巻線N2の巻始め端部側と二次側アース間には、図18 (e) に示すような波形の電圧  $V_2$  が得られることになる。また、二次巻線N2を流れる二次側電流  $I_2$  は図18 (f) のように示される。さらに二次巻線N2に対して並列に接続される二次側部分電圧共振コンデンサ  $C_2$  には、図18 (h) に示すような波形の部分共振電流  $I_{C2}$  が流れることになる。

#### 【0177】

そして、このような構成を採る第6の実施の形態としての電源回路においても、上記図17と同様の特性を有することから、図14に示した電源回路と同様の効果である軽負荷時から重負荷 (200W) 時にわたって電力変換効率の向上を図ることができる。

#### 【0178】

なお、第4～第6の実施の形態としてのスイッチング電源回路では、絶縁コンバートランスPITの二次巻線N2の巻線数としては、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧が約5.9V/Tまたは5.87V/T程度となるように、二次巻線N2または一次巻線N1の巻線数を選定した場合を例に挙げて説明したが、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧としては約5.0V/T程度以上となるように、一次巻線N1または二次巻線N2の巻線数を選定すれば、これで説明した効果が得られる。

#### 【0179】

なお、上記各実施の形態としての電源回路では、定電圧制御手段として、スイッチング周波数制御によって二次側直流出力電圧を定電圧化する構成が示されているが、例えば、シリーズレギュレータを備える等、他の定電圧制御のための構成が採られてもよい。

また、さらには、本発明としての概念に基づく電源回路としては、二次側直流出力電圧を定電圧化するための構成を省略しても、目的とする作用、効果を得ることが可能である。従って、本発明の基づく電源回路を構成するのにあたっては、必ずしも、二次側直流出力電圧を定電圧化するための構成を設ける必要はないということがいえる。

## 【0180】

また、本発明としてのスイッチング電源回路としては、上記各実施の形態としての構成に限定されるものではなく、例えば、要部の部品素子の定数などは適宜、各種条件に応じて適切な値に変更されればよい。

また、第1及び第4の実施の形態では、スイッチング素子Q1～Q4に対して自励発振回路を設けたが、例えばスイッチング素子Q1～Q4をMOS-FETやIGBTで形成する場合、これに対応して他励発振回路によってスイッチング動作させる構成としてもよい。逆に、2本のスイッチング素子によるハーフブリッジ方式による電源回路については、第2の実施の形態などのようにして他励式の構成のみを示しているが、自励式により構成してもよいものである。

## 【0181】

## 【発明の効果】

以上説明したように、本発明のスイッチング電源回路は、複合共振形コンバータとして、一次側は、電流共振形スイッチングコンバータと一次側部分電圧共振回路が組み合わされた基本構成を採る。そのうえで、絶縁コンバータトランスのコアに所定長以上のギャップを形成して、一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合となるように構成する。さらに、二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以下となるように二次巻線の巻線数を選定している。このような構成を採る結果、絶縁コンバータトランスの二次側の整流電流は連続動作モードとなる。

先行技術としての電源回路においては、軽負荷になるにしたがって非電力伝送期間が拡大することにより電力変換効率が低下する傾向にあった。

これに対して、本発明のスイッチング電源回路では、絶縁コンバータトランスの二次側の整流電流を連続動作モードとしたことにより、上記非電力伝送期間の増減にかかわらず、二次側においては定常的に電力伝送が行われているものとみることができる動作となるので、軽負荷の条件における電力変換効率を向上することが可能になる。

また、本発明の電源回路によれば重負荷時における電力変換効率の向上も図られることとなるので、結果的には、軽負荷時から重負荷時にわたって電力変換効

率の向上を図ることができるようになる。

【0182】

また、本発明のスイッチング電源回路は、複合共振形コンバータとして、一次側は、電流共振形スイッチングコンバータと一次側部分電圧共振回路が組み合わされた基本構成を採る。そのうえで、二次側に対しても二次側部分電圧共振回路を設けたうえで、絶縁コンバータトランスのコアに所定長以上のギャップを形成して、一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合となるように構成する。さらに二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以上となるように一次巻線と二次巻線の巻線数を選定して、絶縁コンバータトランスの二次側の整流電流を不連続動作モードとしている。そして、絶縁コンバータトランスの二次側に二次側部分電圧共振回路を形成し、この二次側部分電圧共振回路を所要のタイミングでもって、二次側部分電圧共振回路を動作させるようにしている。

このような構成では、二次側整流電流は不連続動作モードで流れるが、二次側整流ダイオードがオフとなって二次側整流電流が停止している期間に、二次側部分電圧共振電流が流れることとなる。このため、二次側整流電流は不連続動作モードでありながら、二次巻線に流れる電流は連続したものとすることができる。この結果、一次側直列回路に流れる電流は例えばM字形となって、ピークが抑制されることになり、電力変換効率が高められることになる。本発明の電源回路としても、対応する負荷電力範囲で電力変換効率の向上が認められているが、特に、軽負荷の傾向における電力変換効率特性が著しく改善されている。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

【図2】

第1の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

【図3】

第1の実施の形態のスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

【図4】

二次側回路の他の構成例を示した図である。

## 【図 5】

第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

## 【図 6】

第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

## 【図 7】

第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

## 【図 8】

第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

## 【図 9】

第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

## 【図 10】

第 3 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

## 【図 11】

第 4 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

## 【図 12】

第 4 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

## 【図 13】

第 4 の実施の形態のスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

## 【図 14】

第 5 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

## 【図 15】

第 5 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

## 【図 16】

第 5 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

## 【図 17】

第 5 の実施の形態のスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

## 【図 18】

第 6 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

## 【図 19】

本実施の形態の電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの構造例を示す断面図である。

【図 20】

本実施の形態の電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの他の構造例を示す断面図である。

【図 21】

先行技術としてのスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 22】

先行技術としてのスイッチング電源回路の他の構成例を示す回路図である。

【図 23】

図 21 に示したスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

【図 24】

図 21 に示したスイッチング電源回路の AC-DC 電力変換効率の特性の説明図である。

【図 25】

先行技術としてのスイッチング電源回路のさらに他の構成例を示す回路図である。

【図 26】

図 25 に示したスイッチング電源回路における要部の動作を示す波形図である。

【図 27】

図 25 に示したスイッチング電源回路における要部の動作を示す波形図である。

【図 28】

図 25 に示したスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

【符号の説明】

1 制御回路、発振・ドライブ・保護回路、Di ブリッジ整流回路、Ci 平滑コンデンサ、Q1 Q2 Q3 Q4 スwitching素子、PIT 絶縁コンバータトランス、N1 一次巻線、N2 二次巻線、C1 一次側直列共振コンデン

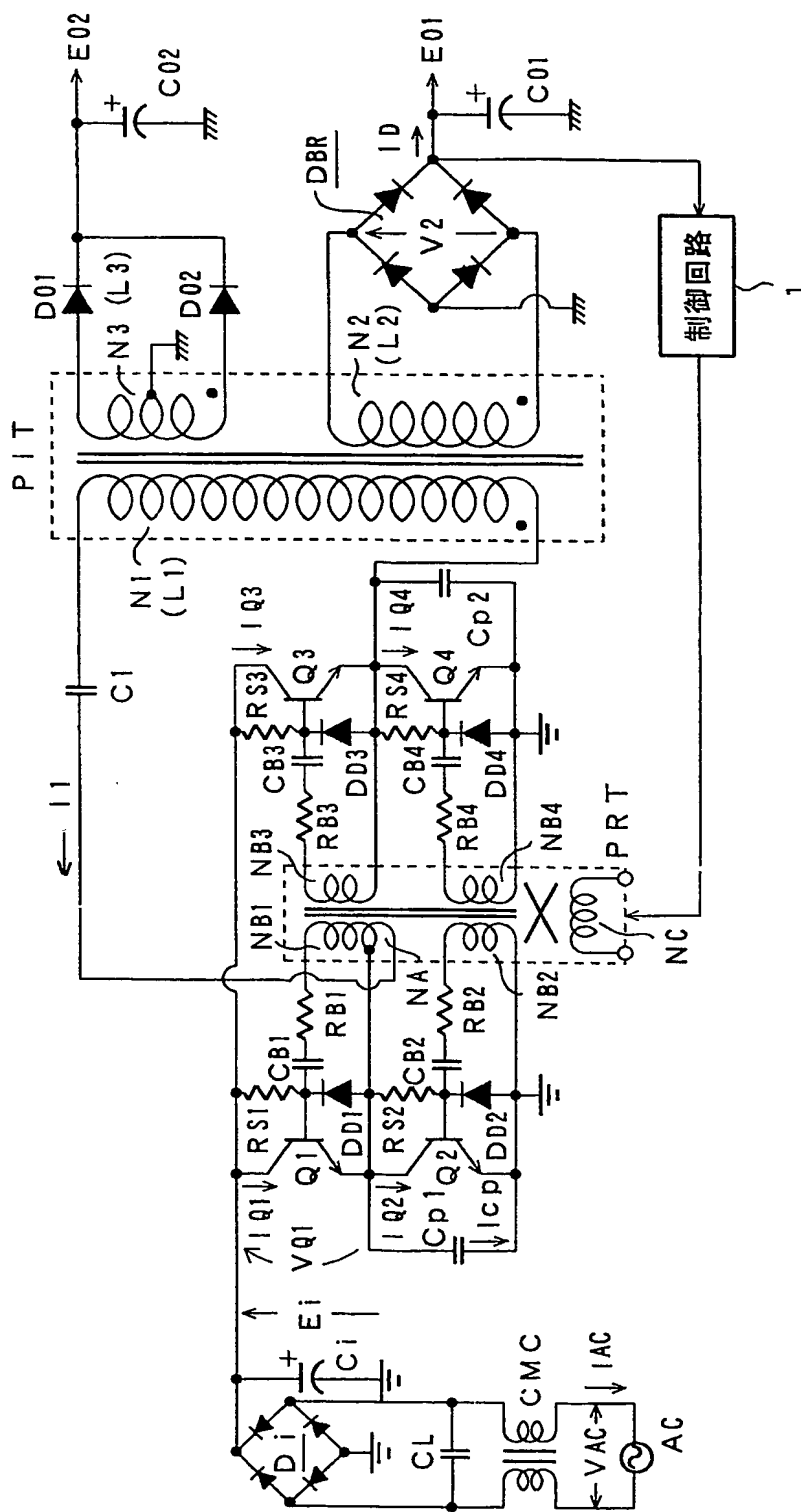


サ、 $C_p$   $C_{p1}$   $C_{p2}$  一次側部分電圧共振コンデンサ、 $C_2$  二次側部分電  
圧共振コンデンサ

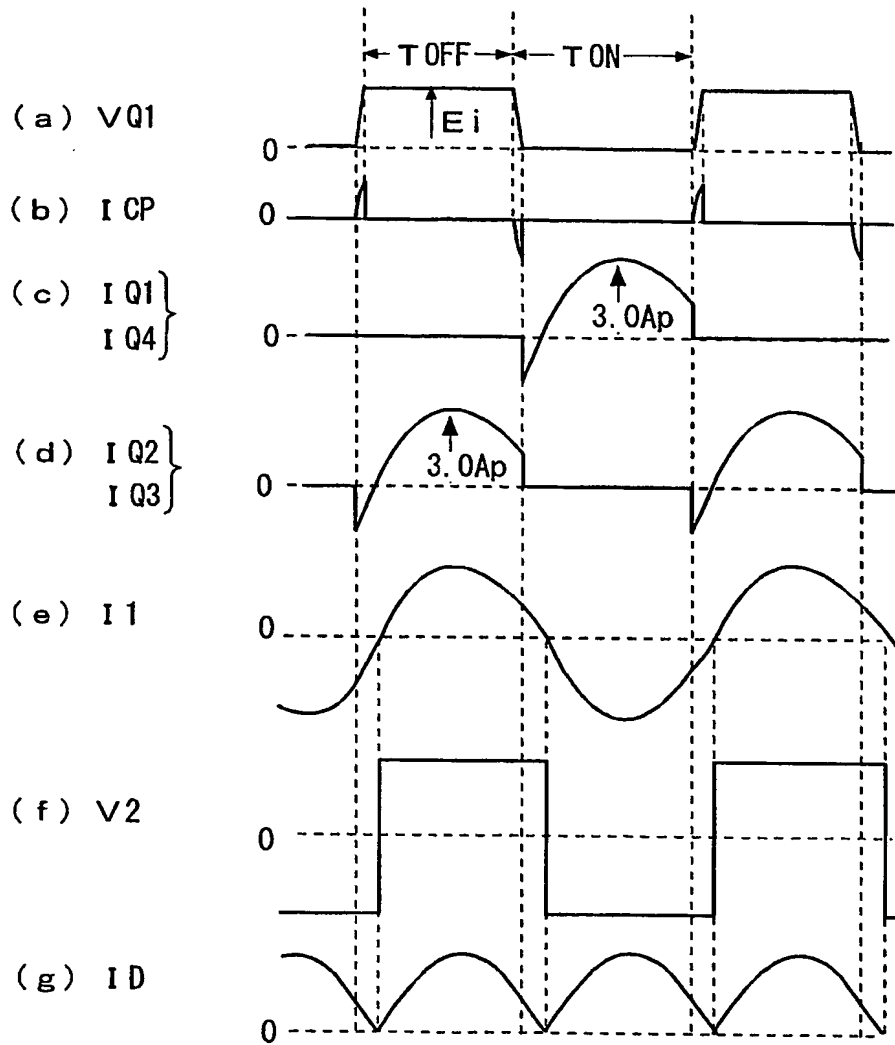
【書類名】

図面

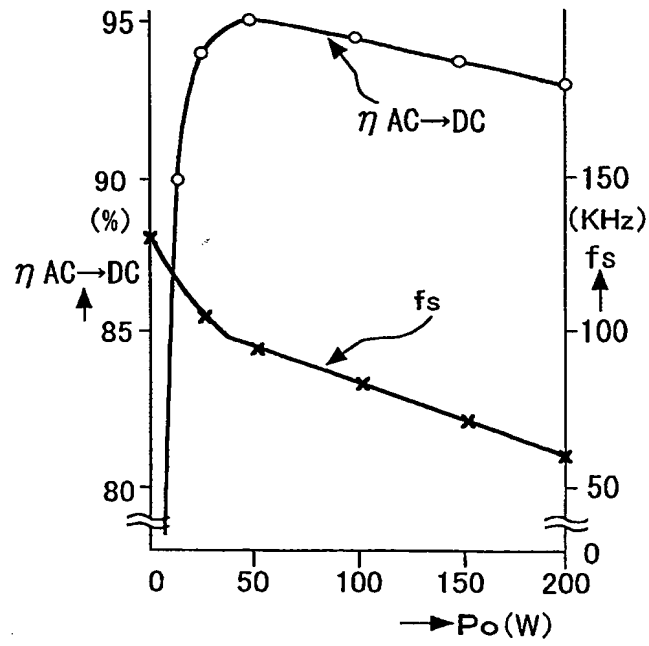
【図 1】



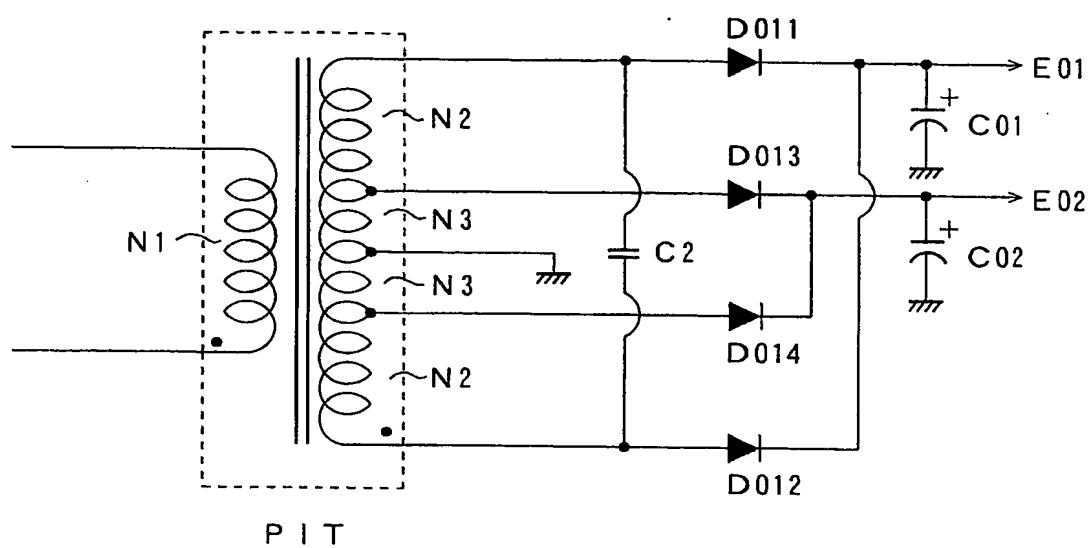
【図 2】



【図 3】

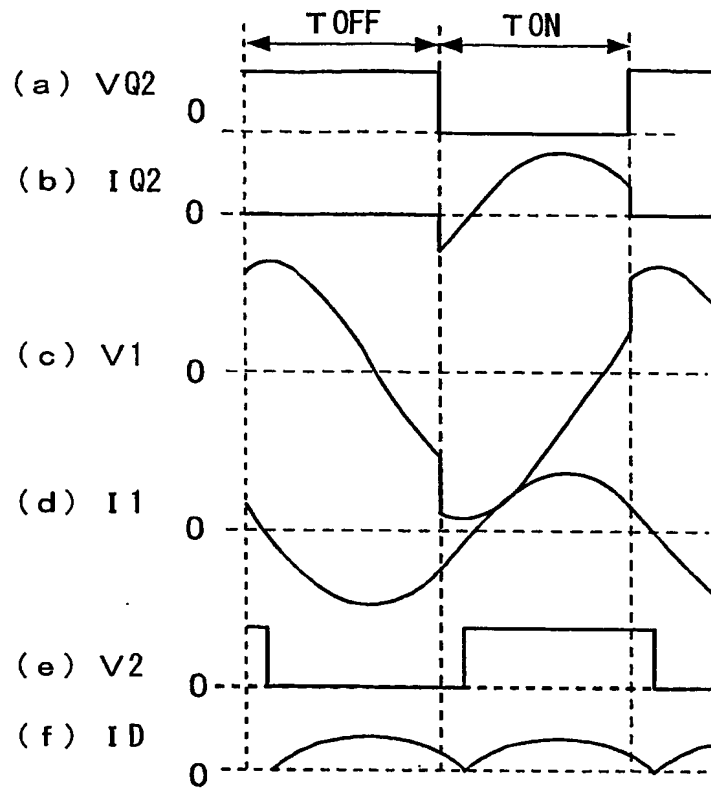


【図 4】

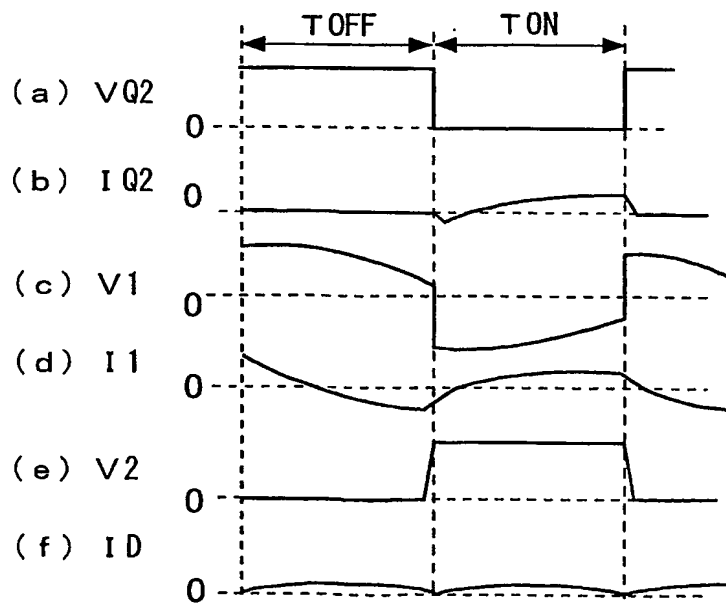




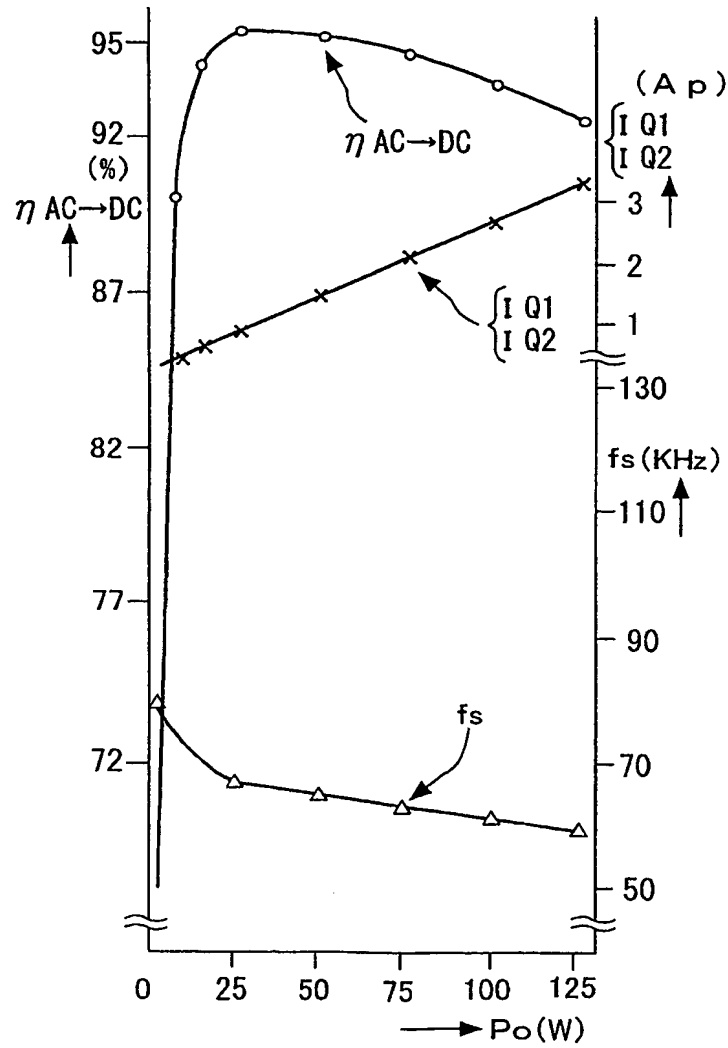
【図 6】



【図 7】

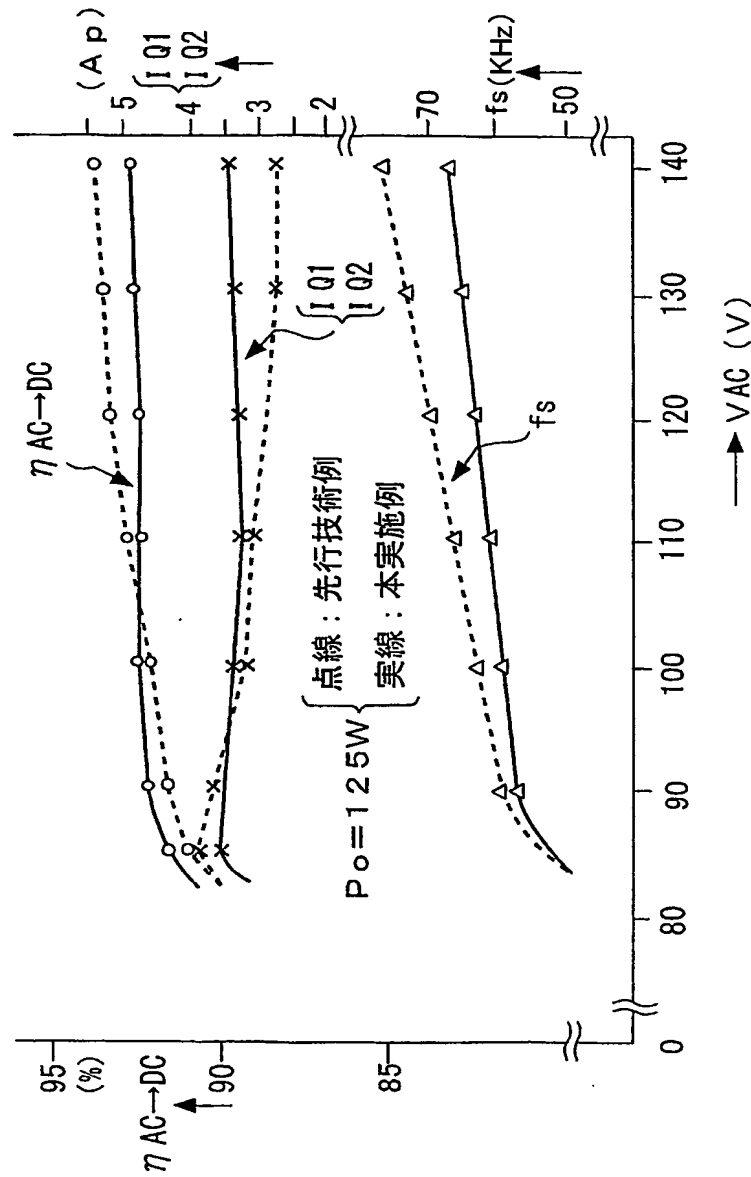


【図 8】

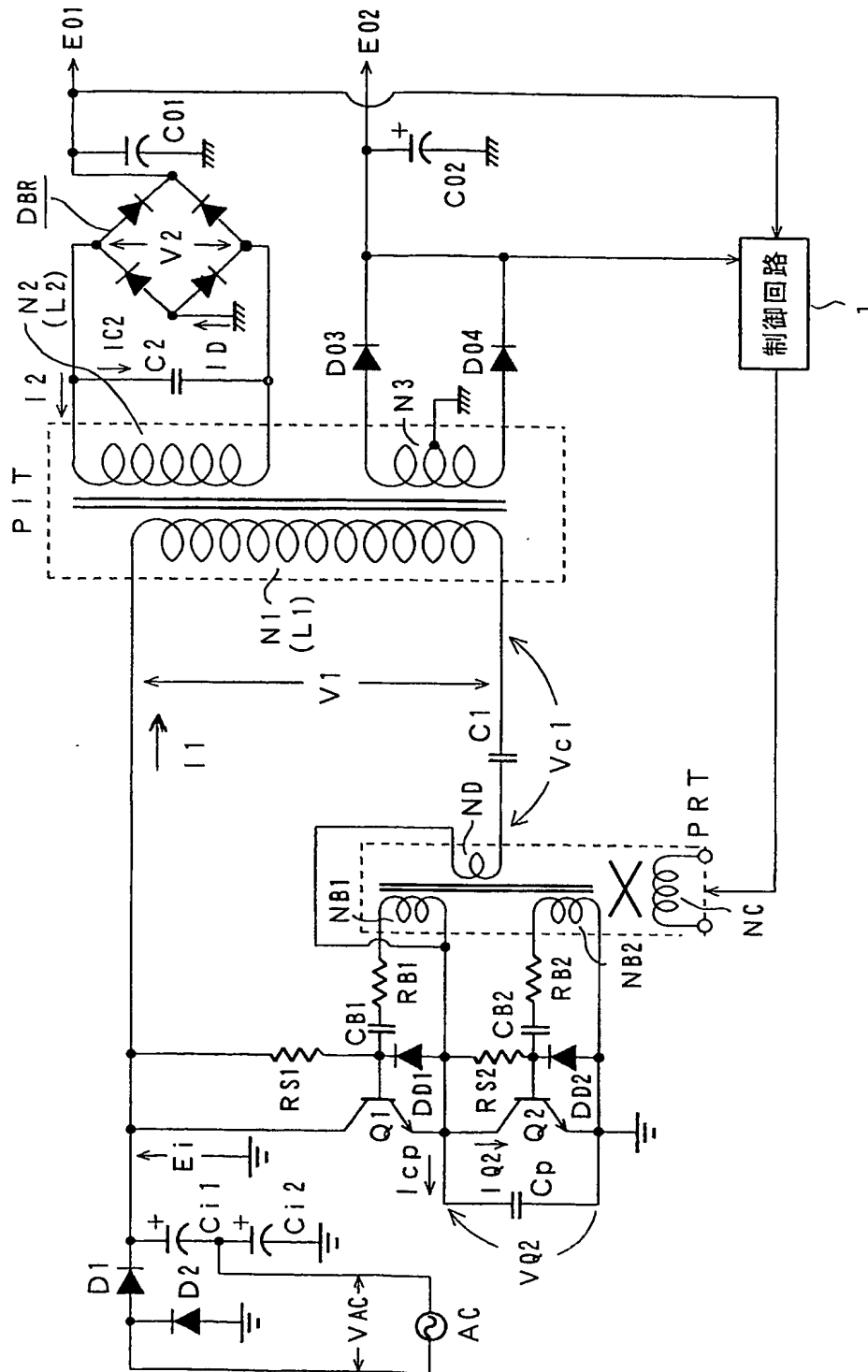




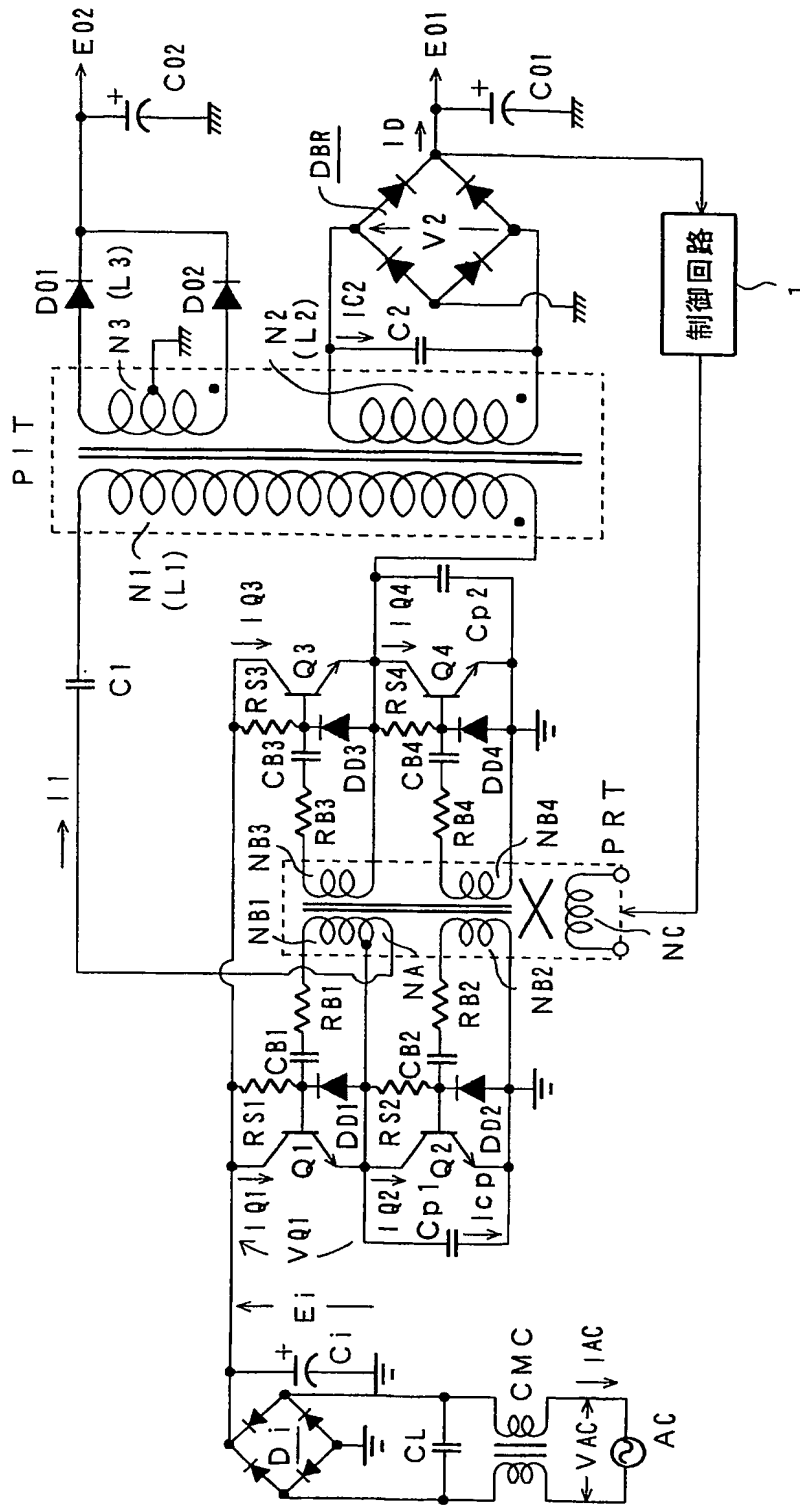
【図 9】



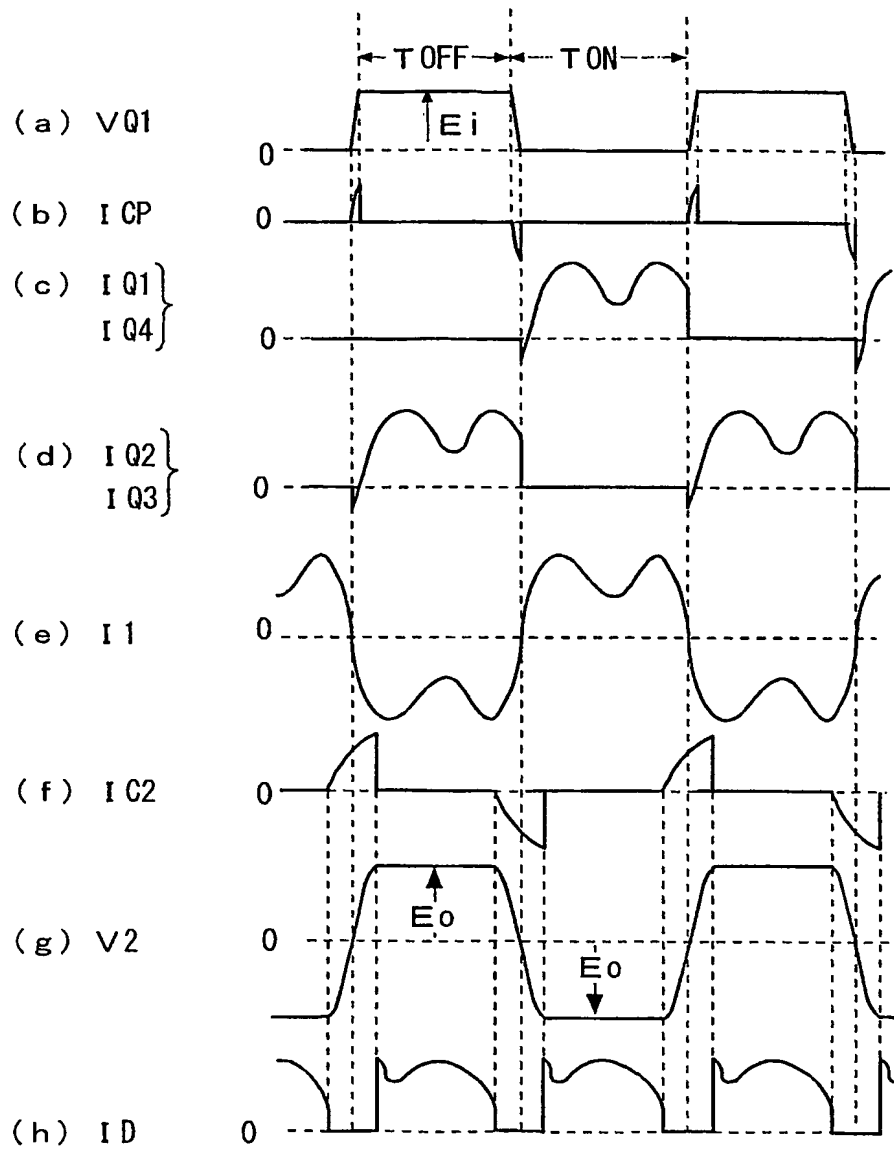
【図 10】



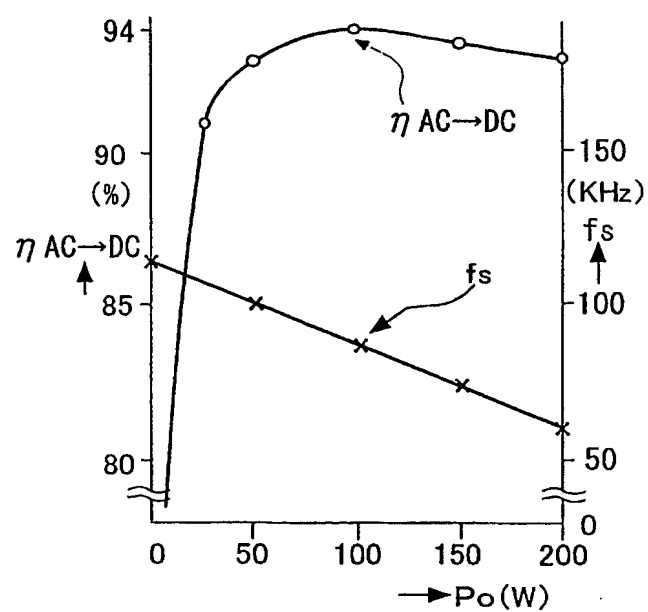
【図 11】



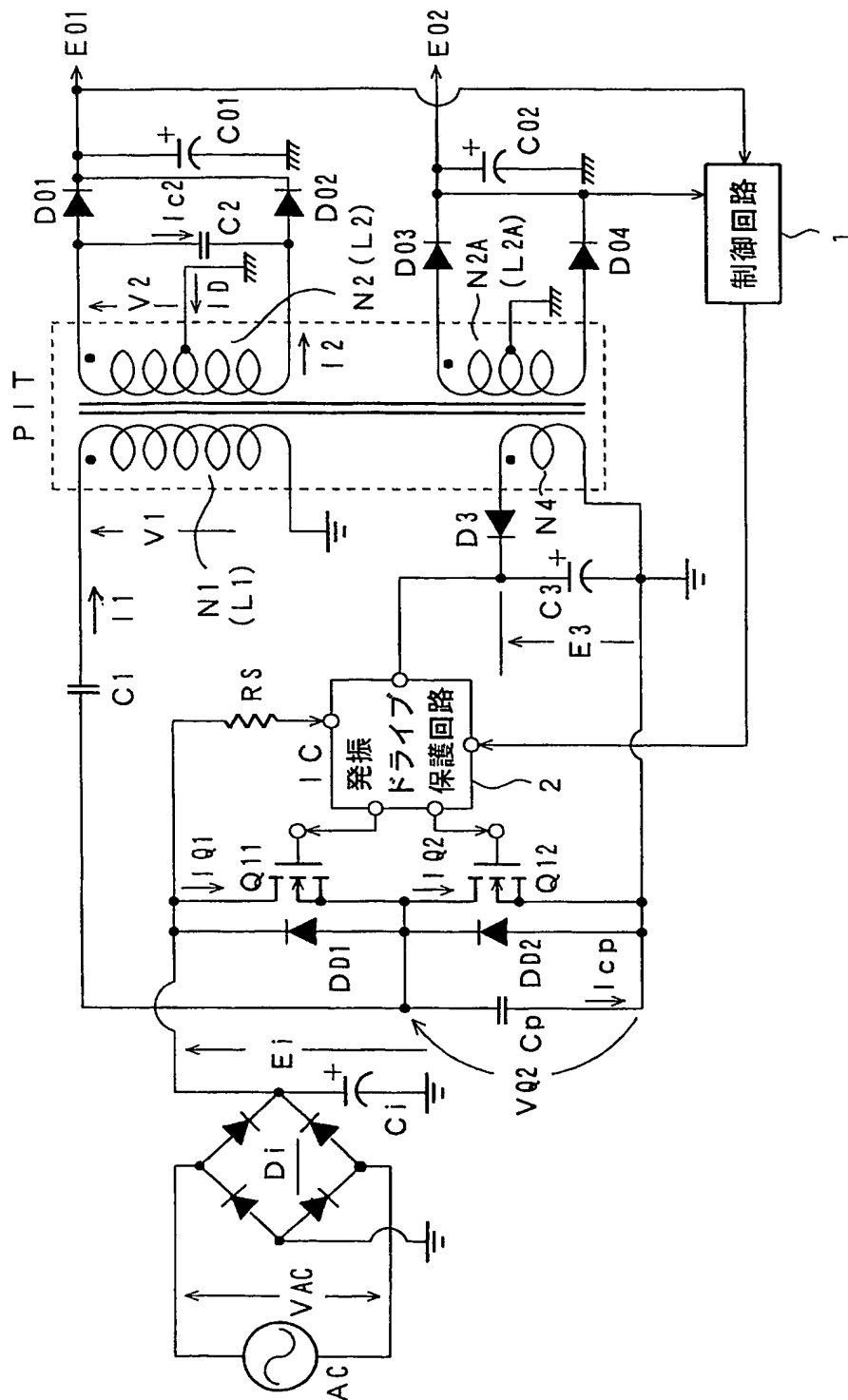
【図 12】



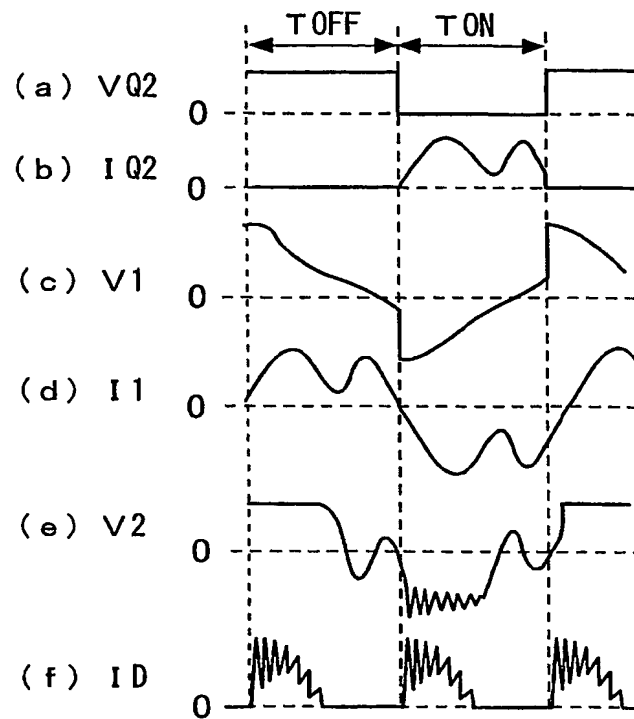
【図 13】



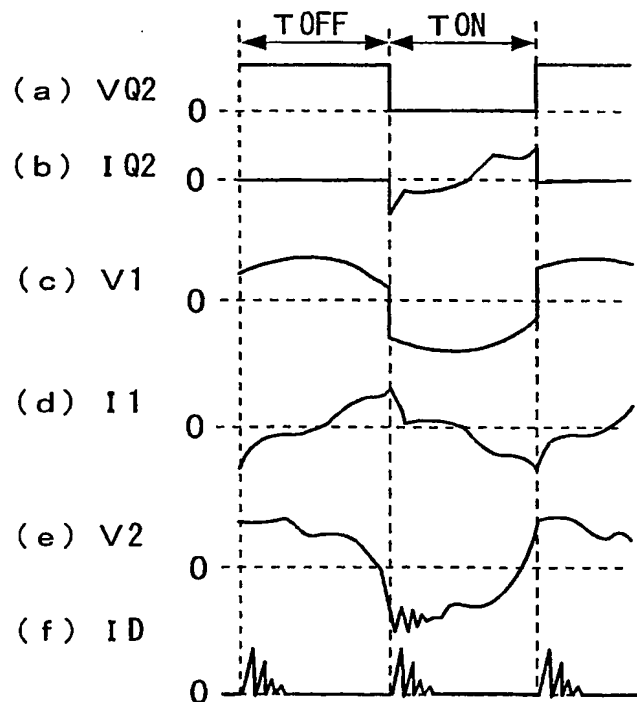
【図 14】



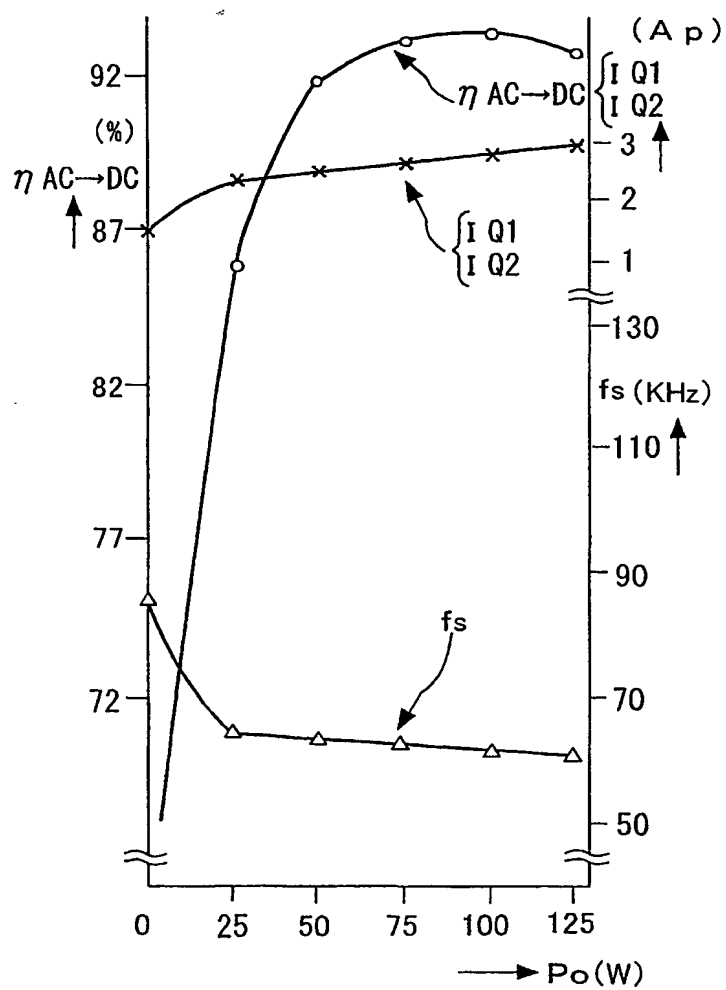
【図 15】



【図 16】

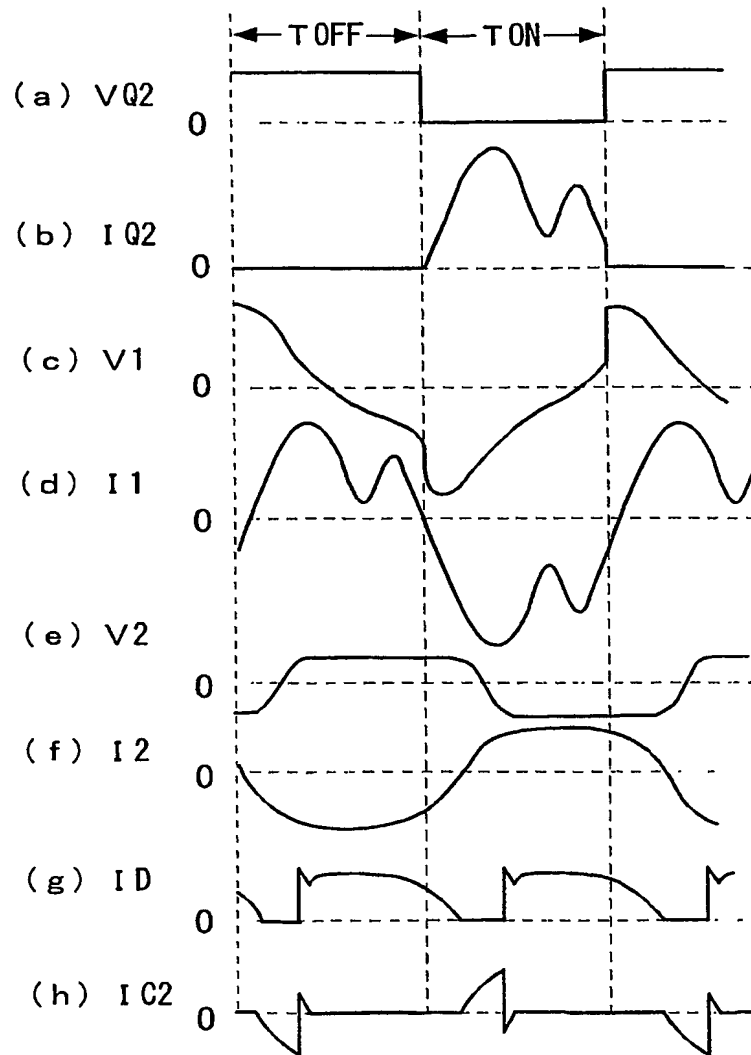


【図 17】

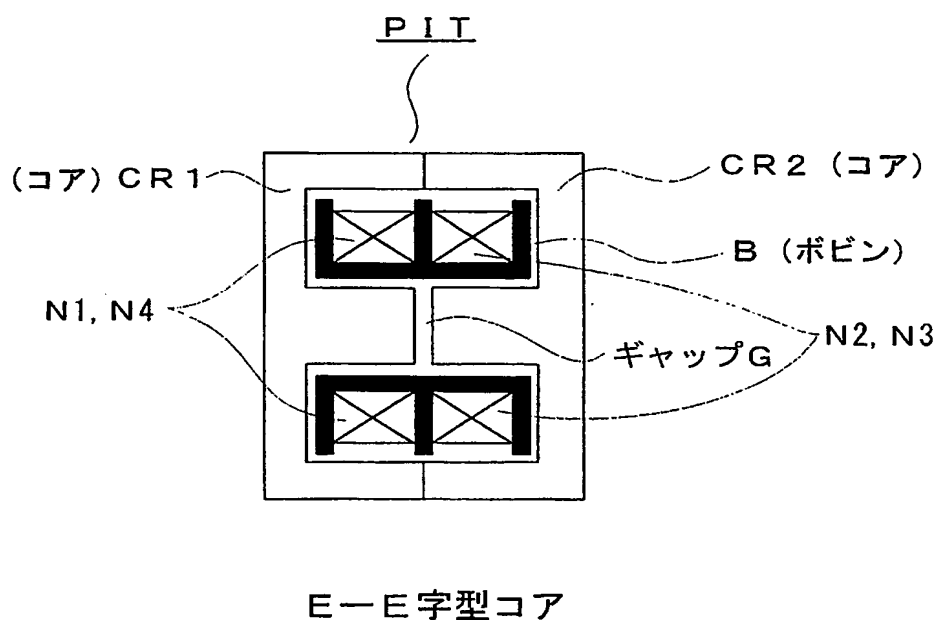




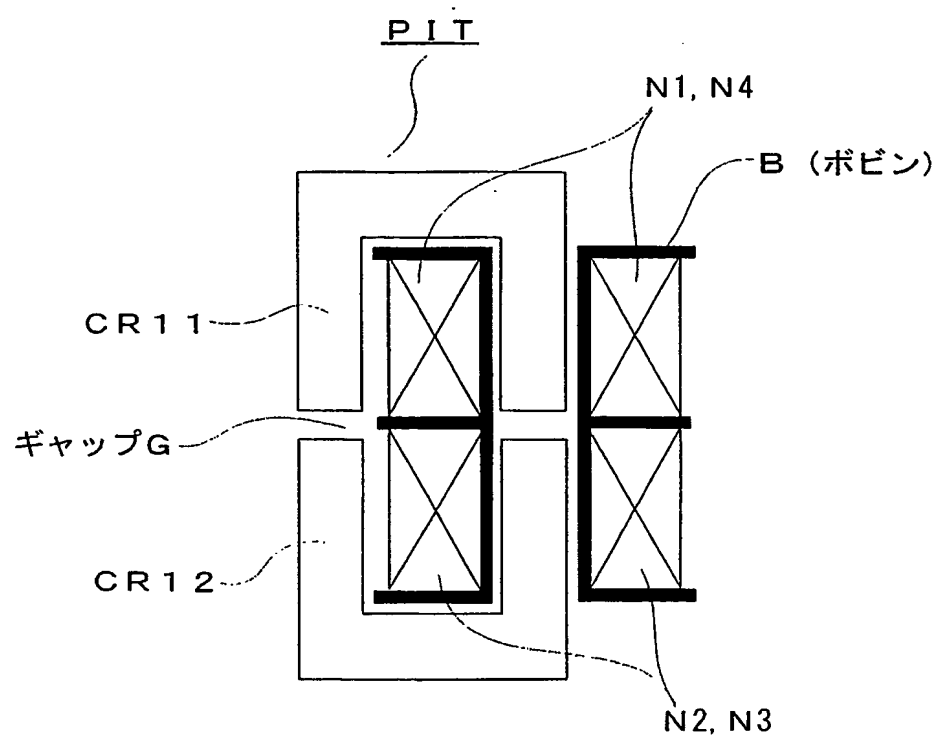
【図 18】



【図 19】

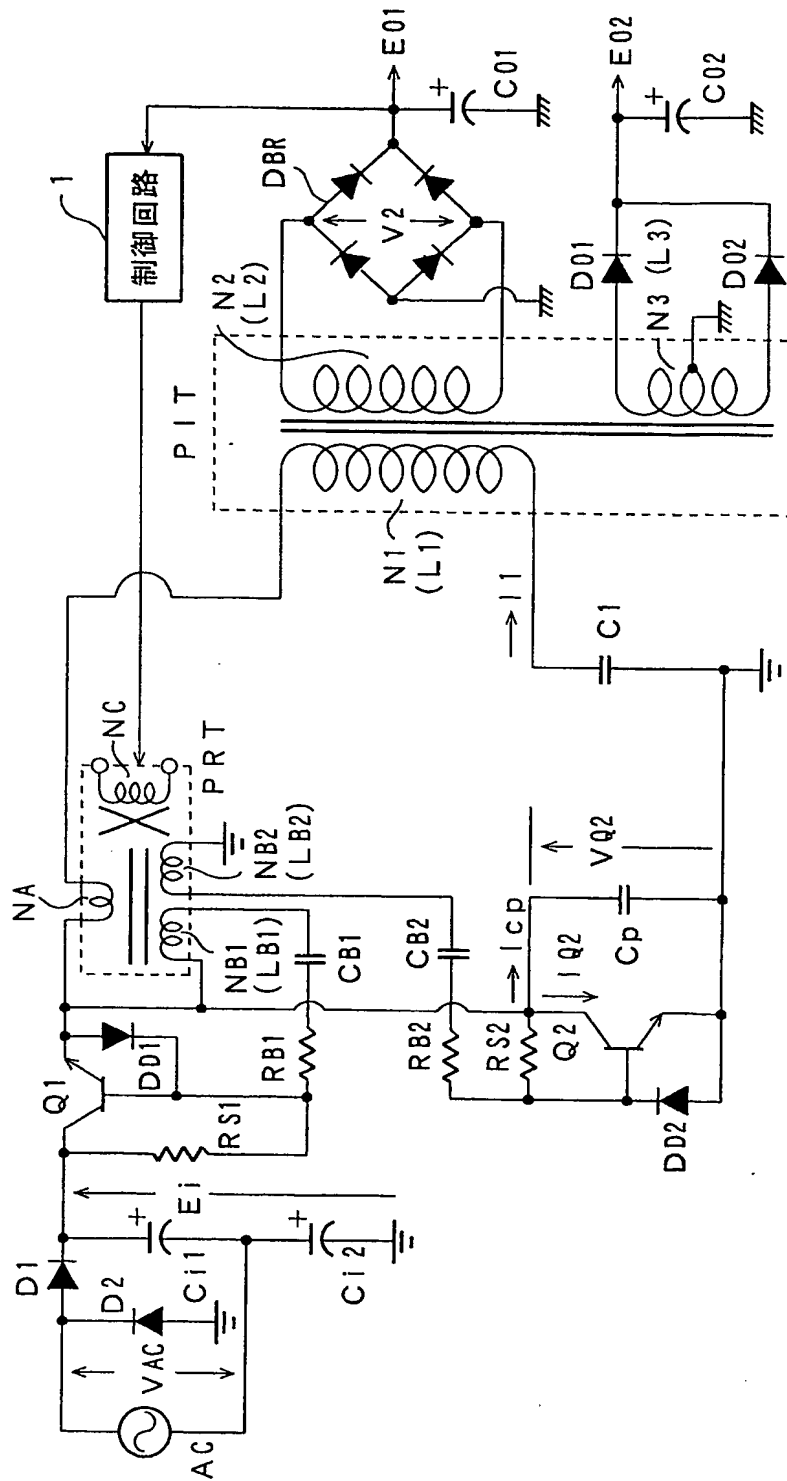


【図 20】

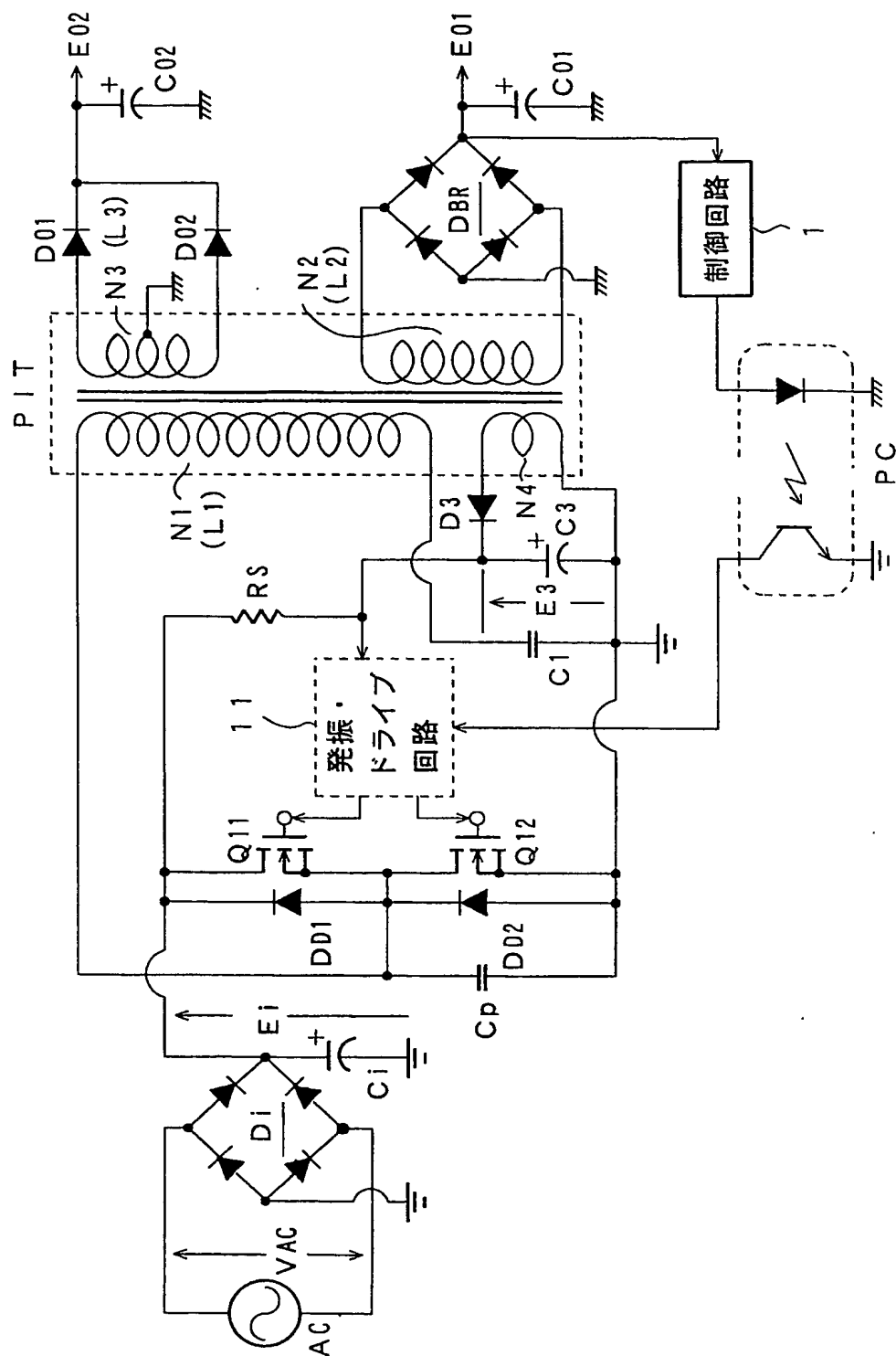


U-U字型コア

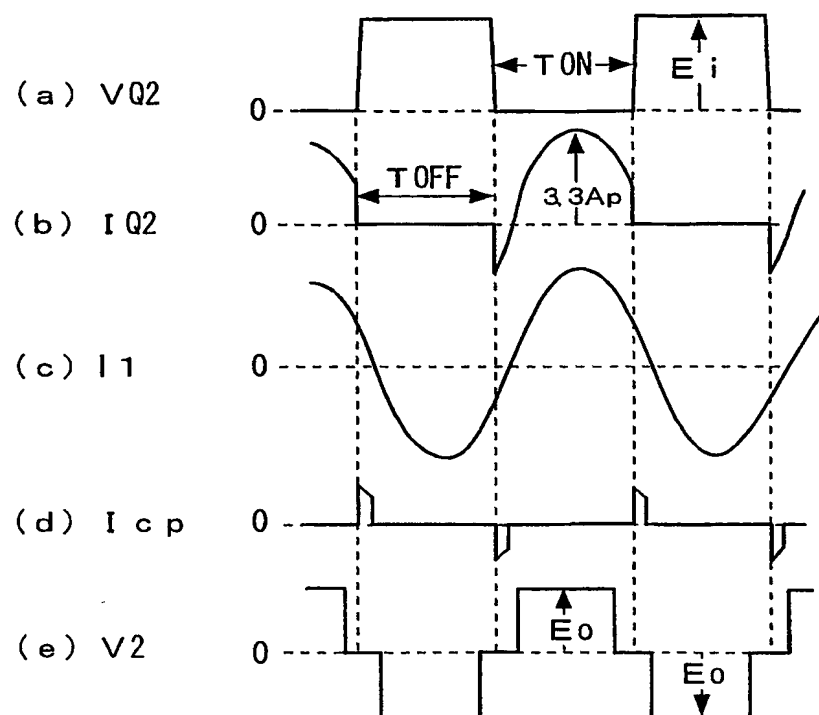
【図 21】



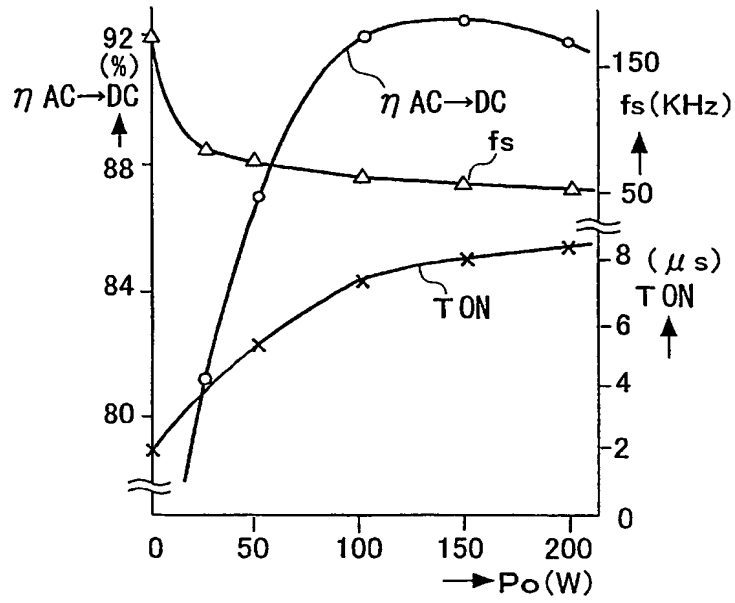
【図 2 2】



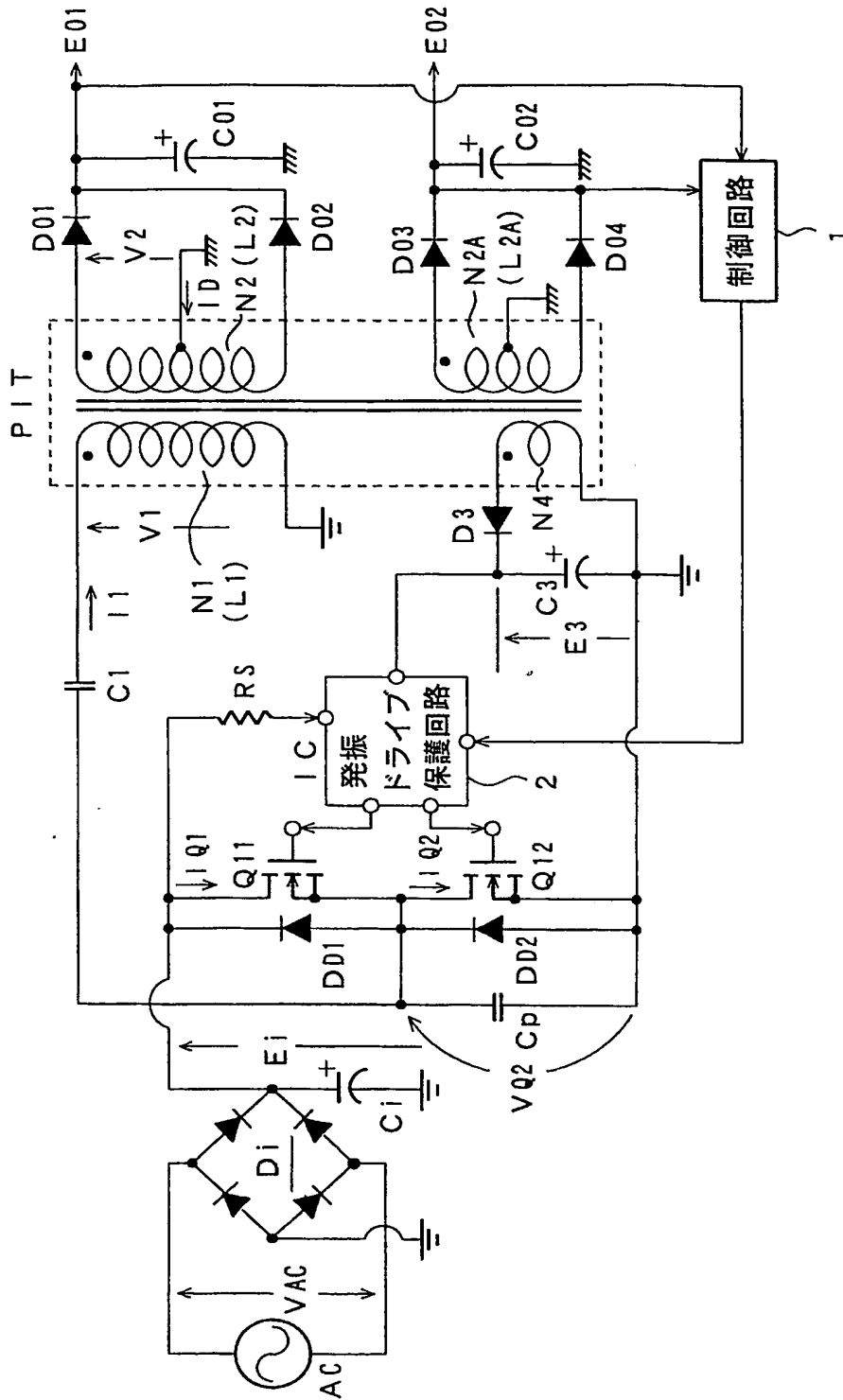
【図 23】



【図 24】

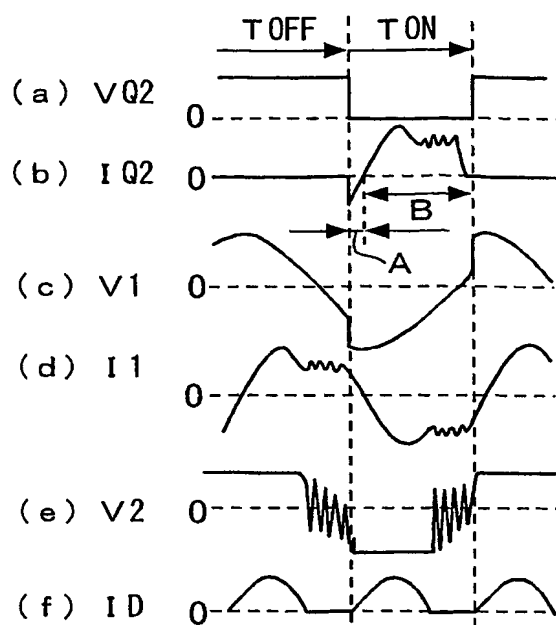


【図 25】

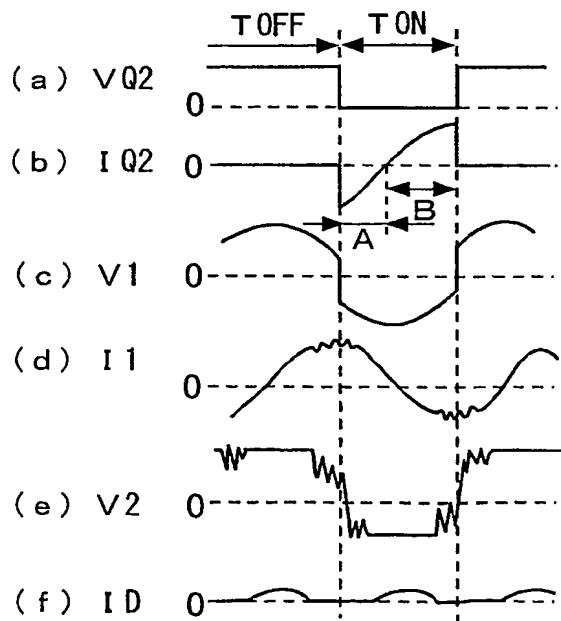




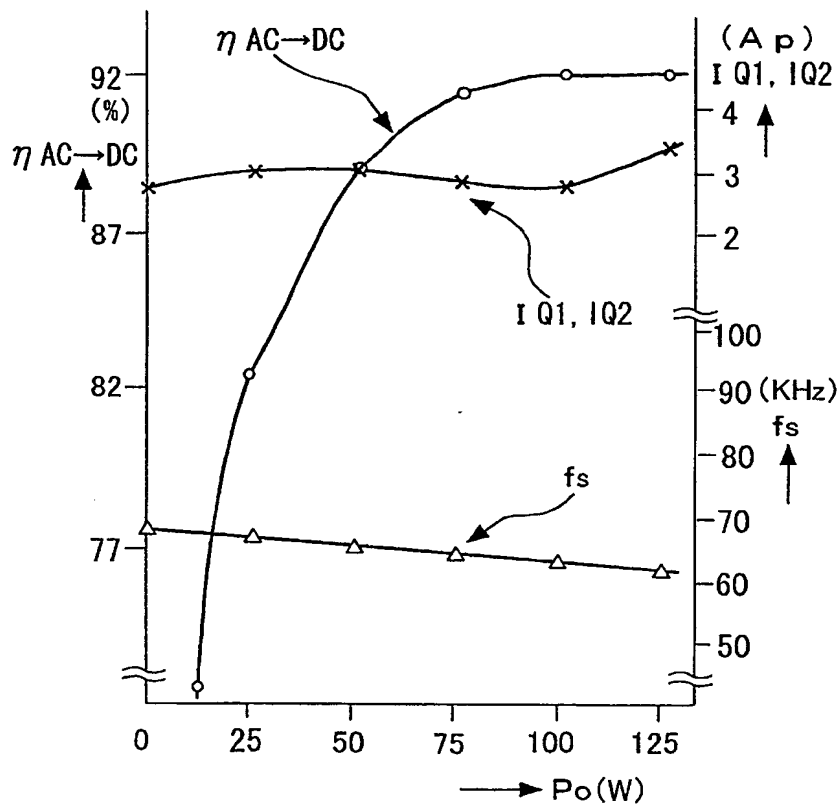
【図 26】



【図 27】



【図 28】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 電力変換効率の向上を図る。

【解決手段】 一次側に4つのスイッチング素子Q1～Q4により構成したフルブリッジ結合の電流共振形コンバータと一次側部分電圧共振回路を組み合わせた複合共振コンバータにおいて、一次側直流入力整流回路を全波整流回路によって構成したうえで、絶縁コンバータトランスPITのコアのギャップGを2.0mmにして、一次巻線N1と二次巻線N2の結合係数を0.81程度の疎結合にする。さらに二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧が2V以下となるように、一次巻線N1と二次巻線N2の巻線数を選定する。このように構成すれば、一次巻線N1のリーケージインダクタンスL11と、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL21の増加を図ることで、軽負荷時における一次側電流I1の低減を図り、スイッチング出力電流IQ1, IQ2を低減することが可能になる。

【選択図】 図1

## 認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2003-188344
受付番号	50301092956
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0092
作成日	平成15年 7月 7日

## &lt;認定情報・付加情報&gt;

## 【特許出願人】

【識別番号】	000002185
【住所又は居所】	東京都品川区北品川6丁目7番35号
【氏名又は名称】	ソニー株式会社

## 【代理人】 申請人

【識別番号】	100086841
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階
【氏名又は名称】	脇 篤夫

## 【代理人】

【識別番号】	100114122
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階 脇特許事務所
【氏名又は名称】	鈴木 伸夫

特願 2 0 0 3 - 1 8 8 3 4 4

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 0 0 0 0 0 2 1 8 5 ]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 3 0 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号

氏 名

ソニー株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**